



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학박사 학위논문

순환 손실 저감을 위한
비 절연형 양방향
듀얼 컨버터 구조의
영 전압 천이 소프트 스위칭 셀

**A ZVT Soft-Switching Cell
for Non-Isolated Bidirectional
Dual Converter Structure
to Reduce Circulating Loss**

2017 년 2 월

서울대학교 대학원

전기 · 컴퓨터공학부

이 제 현

순환 손실 저감을 위한
비 절연형 양방향
듀얼 컨버터 구조의
영 전압 천이 소프트 스위칭 셀

지도 교수 조 보 형

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함
2016 년 12 월

서울대학교 대학원
전기·컴퓨터공학부
이 제 현

이제현의 공학박사 학위논문을 인준함
2016 년 12 월

위 원 장 설 승 기 (인)

부위원장 조 보 형 (인)

위 원 하 정 익 (인)

위 원 원 충 연 (인)

위 원 최 성 진 (인)

초 록

컨버터가 영 전압 천이(Zero-Voltage Transition, ZVT) 방식으로 동작하기 위한 보조 회로는 크게 보조 회로 내에 보조 스위치를 사용하는 방식과 사용하지 않는 방식으로 나눌 수 있다. 이 중 보조 회로에 스위치 소자를 사용하는 회로는 전류의 흐름을 제어하는 것이 가능하기 때문에 스위칭 시점 부근에만 보조 회로 내에서 전류가 흐른다. 이로 인해 도통 손실이 저감된다는 장점이 존재하지만 반도체 소자 및 구동 회로의 추가로 인해 회로의 복잡도가 증가하고 그에 따라 회로의 신뢰성이 낮아진다는 단점이 존재한다. 반면 보조 회로에 스위치 소자를 사용하지 않는 방식은 간단한 구조로 인해 신뢰성 측면에서는 장점을 가지지만 전류 흐름의 제어가 불가능하기 때문에 한 주기 동안 보조 회로에 전류가 도통하게 된다. 따라서 순환 손실이 증가한다는 단점을 가지고 있다.

본 논문에서는 비 절연형 양방향 듀얼 컨버터 구조에 적용 가능한 보조 스위치 소자를 사용하지 않는 영 전압 천이 소프트 스위칭 셀을 제안한다. 제안하는 소프트 스위칭 셀은 결합 인덕터와 커패시터로 이루어진 간단한 구조이며 짝수의 병렬 컨버터 모듈에 적용 가능한 구조이다. 제안하는 회로는 보조 회로에 수동 소자만을 사용하고 간단한 구조로 구성되어 신뢰성 측면에서 장점을 가진다. 소프트 스위칭 셀의 보조 커패시터는 직류 전압원의 역할을 하여 결합 인덕터의 동작점을 형성한다. 결합 인덕터의 양단 전압과 커패시터에 형성되는 전압으로 인해 누설 인덕터에 흐르는 전류가 결정되며 이 전류가 컨버터의 스위치를 소프트 스위칭으로 동작시킬 수 있게 한다. 뿐만 아니라 보조 회로와 스위치의 전류는 결합 인덕터로 인해 전류가 최댓값을 가질 때 급격한 기울기를 가져서 스위치

소자를 사용하지 않는 다른 소프트 스위칭 컨버터에 비해 전류의 실효치가 줄어든다는 장점이 존재한다. 이로 인해 반도체 소자를 사용하지 않는 소프트 스위칭 셀 중 도통 손실의 증가분을 최소화 할 수 있다는 장점을 가진다.

제안하는 소프트 스위칭 셀과 같은 수동 소자를 사용하는 영 전압 천이 방식은 스위칭 시점 이전에 보조 회로에 흐르는 전류가 스위치에 흐르는 전류의 방향을 바꾸어서 소프트 스위칭으로 동작할 수 있게 한다. 전류의 방향을 바꾸기 위해서는 보조 회로에 흐르는 전류의 크기가 스위치에 흐르는 전류보다 커야 한다. 수동 소자를 사용하는 보조 회로는 전류의 흐름 제어가 불가능하기 때문에 최대 부하 조건에서 보조 회로가 설계되어야 하고 부하가 낮아짐에 따라 잉여 전류가 발생하게 된다. 이는 최대 부하 조건을 제외한 나머지 영역에서 회로의 효율을 저감시키는 요인이 된다. 본 논문에서는 이러한 잉여 순환 전류를 줄이기 위한 주파수 변조 기법을 적용하여 스위칭 시점에 스위치에 흐르는 전류 값을 일정하도록 만들어 준다. 이에 따라 입·출력 전압, 부하에 따라 스위치를 소프트 스위칭으로 동작시키기 위한 최소의 순환 전류를 가지는 주파수를 인가하여 도통 손실을 최소화 시킨다. 이를 통해 정격 이외의 영역에서 효율을 극대화 시킨다. 그러나 주파수 변조를 위해서는 디지털 제어를 사용해야 된다는 단점이 존재하기 때문에 경부하 영역의 효율의 중요성에 따라 선택적으로 적용이 가능하다.

본 논문에서는 계통과 연계된 1 kW급 ESS 컨버터를 제작하여 제안하는 소프트 스위칭 셀의 효과를 검증한다. 보조 회로에 반도체 소자를 사용하지 않는 영 전압 천이 방식의 비교군을 선정하여 비교군 영 전압 천이 컨버터, 하드 스위칭 컨버터를 대상으로 제안하는 컨버터의 효과를

분석 및 검증한다.

주요어 : 소프트 스위칭, 영 전압 천이, 비 절연형 인터리브드 컨버터, 순환 전류, 결합 인덕터

학 번 : 2011-20906

목 차

조 롑.....	i
제 1 장 서 론.....	1
1.1 연구의 배경.....	1
1.2 영 전압 천이 방식의 선행 연구.....	5
1.3 연구의 목적 및 범위.....	12
1.3.1 비 절연형 인터리브드 동기 컨버터의 소프트 스위칭 셀 제안	12
1.3.2 소프트 스위칭 셀이 적용된 병렬 컨버터 제안 및 동작 분석	12
1.3.3 도통 손실 저감을 위한 최적 설계 및 주파수 변조 제어....	13
1.4 논문의 구성.....	13
제 2 장 제안하는 소프트 스위칭 셀.....	16
2.1 스위치 셀과 DC-DC 컨버터.....	16
2.1.1 컨버터의 구성 및 동기 컨버터.....	16
2.2 병렬 컨버터.....	21
2.3 영 전압 천이 방식의 원리.....	24
2.3.1 동기 스위치와 주 스위치의 턴 온 시점.....	25
2.3.2 영 전압 천이 방식의 기본 원리.....	29
2.4 제안하는 소프트 스위칭 셀의 구조와 적용.....	31
제 3 장 영 전압 천이 셀을 적용한 인터리브드 컨버터의 동작 분석	38

3.1 소프트 스위칭 인터리브드 벅 컨버터의 동작 분석.....	39
3.1.1 시비율이 0.5보다 작은 경우의 동작 분석.....	40
3.1.2 시비율이 0.5보다 큰 경우의 동작 분석	52
3.2 소프트 스위칭 인터리브드 부스트 컨버터의 동작 분석.....	64
3.2.1 시비율이 0.5보다 작은 경우의 동작 분석.....	65
3.2.2 시비율이 0.5보다 큰 경우의 동작 분석	76
제 4 장 제안하는 컨버터의 설계 고려 사항.....	88
4.1 소프트 스위칭 셀의 설계	89
4.1.1 전류 맥동과 전압 이득.....	89
4.1.2 보조 회로의 설계.....	90
4.2 주파수 변조 기법	103
4.2.1 영 전압 천이 방식의 주파수 변조	103
4.2.2 잉여 순환 전류	104
4.2.3 주파수 변조 기법.....	106
제 5 장 실험 설계 및 결과.....	110
5.1 실험 조건 설계.....	111
5.1.1 보조 회로의 설계.....	113
5.1.2 자성 소자 설계	119
5.2 비교군 선정 및 도통 손실 비교.....	123
5.2.1 비교군 회로 선정.....	123
5.2.2 비교군 영 전압 천이 컨버터의 보조 회로 설계	126
5.2.3 도통 손실 비교.....	127
5.3 손실 모델.....	134

5.3.1 스위칭 손실 비교.....	134
5.3.2 코어 손실 비교.....	141
5.3.3 도통 손실 비교.....	145
5.3.4 전체 손실 모델 비교.....	147
5.3.5 주파수 변조 기법 적용.....	150
5.4 실험 결과.....	158
5.4.1 인터리브드 벅 컨버터 실험 결과.....	159
5.4.2 인터리브드 부스트 컨버터 실험 결과.....	168
5.4.3 주파수 변조 기법 적용 실험 결과.....	173
제 6 장 결론 및 향후 과제.....	179
6.1 결론.....	179
6.2 향후 과제.....	181
참고문헌.....	183
Abstract.....	199

표 목차

표 2.1 컨버터 별 스위치 모델의 연결 지점.....	19
표 2.2 각 컨버터 별 주 스위치의 온, 오프에 따른 V_a 와 V_b 의 전압.....	33
표 5.1 실험 제원.....	112
표 5.2 제작한 누설 인덕터와 자화 인덕터의 값과 오차율.....	123
표 5.3 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 컨버터의 코어 손실	143

그림 목차

그림 1.1 참고 문헌 [49]의 소프트 스위칭 컨버터	6
그림 1.2 참고 문헌 [49]의 회로를 병렬 컨버터에 확장한 구조	7
그림 1.3 참고 문헌 [68]의 소프트 스위칭 양방향 병렬 컨버터	9
그림 1.4 참고 문헌 [72-83]의 소프트 스위칭 부스트 컨버터.....	10
그림 1.5 참고 문헌 [90]의 소프트 스위칭 부스트 컨버터	11
그림 2.1 스위치 셀의 노드 구분	17
그림 2.2 실제 컨버터의 구성을 위한 반도체 소자를 사용한 스위치 셀..	17
그림 2.3 벅 컨버터	18
그림 2.4 부스트 컨버터	18
그림 2.5 벅-부스트 컨버터.....	18
그림 2.6 동기식 벅 컨버터	20
그림 2.7 동기식 부스트 컨버터	20
그림 2.8 동기식 벅-부스트 컨버터	21
그림 2.9 병렬 컨버터의 구성도.....	22
그림 2.10 병렬 컨버터 셀의 구조.....	23
그림 2.11 인터리브드 컨버터의 게이트 전압	24
그림 2.12 동기 스위치를 적용한 스위치 셀.....	25
그림 2.13 컨버터의 동기 스위치 턴 온 시 전류 흐름	26
그림 2.14 컨버터의 주 스위치 턴 온 시 전류 흐름	27
그림 2.15 동기식 벅 컨버터의 스위칭 순간의 전류 흐름.....	28
그림 2.16 동기식 부스트 컨버터의 스위칭 순간의 전류 흐름.....	29
그림 2.17 영 전압 천이 방식을 위한 셀 구성	30

그림 2.18 영 전압 천이 셀의 주 스위치 턴 온시 전류 흐름	31
그림 2.19 제안하는 보조 회로 셀.....	32
그림 2.20 제안하는 소프트 스위칭 병렬 컨버터 셀	35
그림 2.21 k 모듈과 $(n+k)$ 모듈의 게이트 전압	36
그림 2.22 동기식 영 전압 천이 인터리브드 벅 컨버터	36
그림 2.23 동기식 영 전압 천이 인터리브드 부스트 컨버터	37
그림 2.24 동기식 영 전압 천이 인터리브드 벅-부스트 컨버터.....	37
그림 3.1 제안하는 소프트 스위칭 인터리브드 벅 컨버터.....	40
그림 3.2 시비율이 0.5보다 작을 때 인터리브드 벅 컨버터의 주요 파형..	41
그림 3.3 벅 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때 구간 1의 등가회로 및 전류 흐름	44
그림 3.4 벅 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때 구간 2의 등가회로 및 전류 흐름	46
그림 3.5 벅 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때 구간 3의 등가회로 및 전류 흐름	49
그림 3.6 벅 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때 구간 4의 등가회로 및 전류 흐름	51
그림 3.7 시비율이 0.5보다 클 때 인터리브드 벅 컨버터의 주요 파형.....	53
그림 3.8 벅 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때 구간 1에서 등가 회로 및 전류 흐름..	55
그림 3.9 벅 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때 구간 2에서 등가 회로 및 전류 흐름..	58
그림 3.10 벅 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때 구간 3에서 등가 회로 및 전류 흐름	60
그림 3.11 벅 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때 구간 4에서 등가 회로 및 전류 흐름	63
그림 3.12 제안하는 소프트 스위칭 인터리브드 부스트 컨버터.....	64
그림 3.13 시비율이 0.5보다 작은 경우의 병렬 부스트 컨버터의 주요 파형	66
그림 3.14 부스트 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때 구간 1에서 등가 회로 및 전류 흐름.....	68
그림 3.15 부스트 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때 구간 2에서 등가 회로 및 전류	

흐름	71
그림 3.16 부스트 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때 구간 3에서 등가 회로 및 전류 흐름	74
그림 3.17 부스트 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때 구간 4에서 등가 회로 및 전류 흐름	75
그림 3.18 시비율이 0.5보다 큰 경우의 병렬 부스트 컨버터의 동작	77
그림 3.19 부스트 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때 구간 1에서 등가 회로 및 전류 흐름	80
그림 3.20 부스트 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때 구간 2에서 등가 회로 및 전류 흐름	82
그림 3.21 부스트 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때 구간 3에서 등가 회로 및 전류 흐름	85
그림 3.22 부스트 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때 구간 4에서 등가 회로 및 전류 흐름	87
그림 4.1 $D < 0.5$, $\alpha > D$ 일 때 병렬 부스트 컨버터의 누설 인덕터 전류 및 스위치 전류 파형	94
그림 4.2 $D < 0.5$, $\alpha < D$ 일 때 병렬 부스트 컨버터의 누설 인덕터 전류 및 스위치 전류 파형	94
그림 4.3 $D > 0.5$ 일 때, $\alpha > (1-D)$ 일 때 병렬 부스트 컨버터의 누설 인덕터 전류 및 스위치 전류 파형	95
그림 4.4 $D > 0.5$, $\alpha < (1-D)$ 일 때 병렬 부스트 컨버터의 누설 인덕터 전류 및 스위치 전류 파형	95
그림 4.5 Case 1과 case 2의 스위치의 도통 손실 차이	100
그림 4.6 Case 1과 case 2의 보조 회로 내의 순환 손실 차이	100

그림 4.7 제안하는 동기 부스트 컨버터의 정격 전력에서 누설 인덕터와 동기 스위치의 전류	105
그림 4.8 제안하는 동기 부스트 컨버터의 정격 이하의 부하에서 누설 인덕터와 동기 스위치의 전류	106
그림 4.9 주파수 변조 기법을 적용할 때의 누설 인덕터와 스위치 전류 파형	108
그림 5.1 계통과 연계된 ESS 컨버터	110
그림 5.2 제안하는 소프트 스위칭 양방향 컨버터	111
그림 5.3 V_{ds} 에 따른 STW18NM60ND의 기생 커패시터 값[93]	112
그림 5.4 α 에 따른 제안하는 컨버터의 총 도통 손실	115
그림 5.5 α 에 따른 제안하는 컨버터의 도통 손실의 합	116
그림 5.6 I_{min} 에 따른 도통 손실	118
그림 5.7 I_{min} 에 따른 소프트 스위칭으로 동작하기 위한 최소 지연 시간	118
그림 5.8 소프트 스위칭으로 동작하기 위한 누설 인덕터에 따른 최소 지연 시간	119
그림 5.9 결합 인덕터의 구조	120
그림 5.10 PQ 코어의 형상 [97]	121
그림 5.11 비교군 영 전압 천이 부스트 컨버터	124
그림 5.12 $D < 0.5$ 일 때 비교군 영 전압 천이 부스트 컨버터의 동작	125
그림 5.13 $D > 0.5$ 일 때 비교군 영 전압 천이 부스트 컨버터의 동작	125
그림 5.14 시비율이 0.5보다 작은 경우, 부스트 모드의 제안하는 컨버터와 비교군 컨버터의 전류 파형	129
그림 5.15 시비율이 0.5보다 큰 경우, 부스트 모드의 제안하는 컨버터와 비교군 컨버터의 전류 파형	130

그림 5.16 비교군 영 전압 천이 컨버터와 제안하는 컨버터의 MOSFET 스위치의 도통 손실 차이	132
그림 5.17 비교군 영 전압 천이 컨버터와 제안하는 컨버터의 보조 회로의 순환 손실 차이	132
그림 5.18 제안하는 컨버터와 비교군 컨버터의 도통 손실 증가분의 비	133
그림 5.19 MOSFET 스위치	136
그림 5.20 스위칭 순간의 드레인-소스 전압, 전류, 전력의 파형[92]	137
그림 5.21 $V_B=250V$ 일 때 스위칭 손실	138
그림 5.22 $V_B=130V$ 일 때 스위칭 손실	139
그림 5.23 $V_B=250V$ 일 때 컨버터의 스위칭 손실 예상	140
그림 5.24 $V_B=130V$ 일 때 컨버터의 스위칭 손실 예상	140
그림 5.25 코어 손실 그래프 [99]	142
그림 5.26 $V_B=250V$ 일 때 코어 손실	144
그림 5.27 $V_B=130V$ 일 때 코어 손실	145
그림 5.28 $V_B=250V$ 일 때 도통 손실	146
그림 5.29 $V_B=130V$ 일 때 도통 손실	146
그림 5.30 $V_B=250V$ 에서 총 손실	148
그림 5.31 $V_B=130V$ 일 때 총 손실	148
그림 5.32 $V_B=250V$ 일 때 효율 예측 곡선	149
그림 5.33 $V_B=130V$ 일 때 효율 예측 곡선	150
그림 5.34 부하와 V_B 에 따른 순환 손실을 최소화 하는 주파수	151
그림 5.35 $V_B=250V$ 일 때 턴 오프 손실 비교	152
그림 5.36 $V_B=130V$ 일 때 턴 오프 손실 비교	152
그림 5.37 $V_B=250V$ 일 때의 코어 손실 비교	153

그림 5.38 $V_B=130V$ 일 때의 코어 손실 비교.....	154
그림 5.39 $V_B=250V$ 일 때의 도통 손실 비교.....	155
그림 5.40 $V_B=130V$ 일 때의 도통 손실 비교.....	155
그림 5.41 $V_B=250V$ 일 때의 손실 계산	156
그림 5.42 $V_B=130V$ 일 때의 손실 계산	156
그림 5.43 $V_B=250V$ 일 때의 효율 예측	157
그림 5.44 $V_B=130V$ 일 때의 효율 예측	158
그림 5.45 출력 전압 130V일 때, 벅 컨버터의 $i_{L1}, i_{L2}, i_{La1}, i_{La2}$	161
그림 5.46 출력 전압 130V, 20% 부하에서 벅 컨버터의 $i_{L1}, i_{La1}, i_{S2}, V_{gs1}$...	161
그림 5.47 출력 전압 130V, 100% 부하에서 벅 컨버터의 $i_{L1}, i_{La1}, i_{S2}, V_{gs1}$..	162
그림 5.48 출력 전압 130V, 20% 부하에서 벅 컨버터의 $i_{S2}, i_{La1}, V_{ds2}, V_{gs1}$.	162
그림 5.49 출력 전압 130V, 100% 부하에서 벅 컨버터의 $i_{S2}, i_{La1}, V_{ds2}, V_{gs1}$	163
그림 5.50 출력 전압 130V, 100% 부하의 확대된 파형	163
그림 5.51 출력 전압 250V, 20% 부하에서 벅 컨버터의 $i_{S2}, i_{La1}, V_{ds2}, V_{gs1}$.	164
그림 5.52 출력 전압 250V, 100% 부하에서 벅 컨버터의 $i_{S2}, i_{La1}, V_{ds2}, V_{gs1}$	165
그림 5.53 출력 전압이 250V일 때, 벅 컨버터의 효율	166
그림 5.54 출력 전압이 130V일 때, 벅 컨버터의 효율	167
그림 5.55 벅 모드의 제안하는 컨버터와 비교군 컨버터의 효율 차이 ..	167
그림 5.56 입력 전압 250V, 20% 부하에서 부스트 컨버터의 $i_{La1}, i_{S2}, V_{gs1}, V_{ds1}$	169
그림 5.57 입력 전압 250V, 100% 부하에서 부스트 컨버터의 $i_{La1}, i_{S2}, V_{gs1}, V_{ds1}$	169
그림 5.58 입력 전압 130V, 20% 부하에서 부스트 컨버터의 $i_{La1}, i_{S2}, V_{gs1}, V_{ds1}$	170

그림 5.59 입력 전압 130V, 100% 부하에서 부스트 컨버터의 i_{La1} , i_{s2} , V_{gs1} , V_{ds1}	170
그림 5.60 입력 전압이 250V인 경우, 부스트 컨버터의 효율.....	171
그림 5.61 입력 전압이 130V인 경우, 부스트 컨버터의 효율.....	172
그림 5.62 부스트 모드의 제안하는 컨버터와 비교군 컨버터의 효율 차이	172
그림 5.63 출력 전압 130V, 20% 부하, 234kHz에서 동작하는 벡 컨버터	174
그림 5.64 입력 전압 250V, 20% 부하, 250kHz에서 동작하는 부스트 컨버터	174
그림 5.65 도통 손실을 최소화 하기 위한 컨버터의 동작 주파수	176
그림 5.66 주파수 변조 기법을 적용한 출력 전압 250V 벡 컨버터의 효율	176
그림 5.67 주파수 변조 기법을 적용한 출력 전압 130V 벡 컨버터의 효율	177
그림 5.68 주파수 변조 기법을 적용한 입력 전압 250V 부스트 컨버터의 효율.....	177
그림 5.69 주파수 변조 기법을 적용한 입력 전압 130V 부스트 컨버터의 효율.....	178

제 1 장 서 론

1.1 연구의 배경

최근 환경 문제가 범 지구적인 이슈로 떠오르며 전력 전자 분야에서도 이에 대응하기 위해 마이크로 그리드, 전기 자동차와 같은 시스템 단위의 연구들이 활발하게 이루어지고 있다. 더불어 이러한 시스템을 효율적으로 운용하기 위해 계통, 배터리 등과 연계, 시스템 내의 효율적인 에너지 전송 등을 목적으로 대용량 컨버터의 양방향 구동에 대한 요구가 증가하고 있다 [1-3].

컨버터의 양방향 구동을 위해 사용하는 동기식 스위치는 양방향 동작을 가능하게 할 뿐 아니라 회로의 도통 손실을 저감 시킬 수 있다는 장점을 가진다. 그러나 이러한 동기식 컨버터는 MOSFET 스위치의 바디 다이오드로 인해 역 회복 문제가 심각하게 나타난다는 단점이 존재한다. 이러한 역 회복 문제를 해결하기 위해 소프트 스위칭 기법을 적용한 양방향 컨버터의 사용이 늘어나고 있다. 한편, 마이크로 그리드, 전기 자동차와 같은 대용량 시스템의 전력을 처리하기 위해서 컨버터의 용량 역시 대형화 되고 있는 추세이다. 단일 컨버터로는 전류의 스트레스 증가와 이에 따른 도통 손실의 증가 등의 문제점이 존재하기 때문에 대용량 컨버터는 병렬로 구동하는 것이 일반적이다. 이러한 병렬 컨버터는 처리 전류가 나누어 지기 때문에 각 소자의 스트레스가 저감 되며 도통 손실이 줄어들고, 인터리브드(interleaved) 방식으로 구동 시 전류 맥동이

줄어드는 등 장점이 존재한다. 그러나 스위치의 개수가 늘어나게 되고 그에 따라 스위치들의 스위칭 시에 스위칭 손실, EMI 문제 등을 야기할 수 있다. 따라서 양방향 병렬 컨버터를 소프트 스위칭으로 구동 시 더욱 안정적이고 효율적으로 회로를 동작시킬 수 있다.

소프트 스위칭 기법은 턴 오프 손실을 없앨 수 있는 영 전류 스위칭 (Zero-Current Switching, ZCS) 방식([4-6])과 턴 온 손실을 없앨 수 있는 영 전압 스위칭(Zero-Voltage Switching, ZVS) 방식([7-15])으로 나눌 수 있다. 컨버터에 일반적으로 사용하는 MOSFET 스위치는 온 타임 시간이 긴 특성 때문에 영 전압 스위칭 방식이 효율 증가 효과가 크며 소프트 스위칭 기법의 연구 중 대다수를 차지한다.

영 전압 스위칭 방식은 한 주기 내에서 보조 회로와 내부 소자들의 공진을 통해서 드레인-소스의 전압을 왜곡시켜서 스위칭 이전에 접지 상태에 도달하게 만드는 방식이다 [4-15]. 영 전압 스위칭 방식은 스위칭 손실을 없앨 수 있다는 장점을 가지고 있어서 전반적인 효율을 개선시킬 수 있다. 그러나 소자간의 공진으로 인해 소자의 스트레스가 증가한다는 단점과 원하는 전압 이득을 얻기 위해서는 주파수를 변조하여 제어해야 한다는 단점이 존재한다.

이를 개선하기 위해 영 전압 천이 (Zero-Voltage Transition, ZVT) 방식(이 제안되었다 [16]. 영 전류 천이 방식 ([17,18]) 역시 제안되기는 했으나 MOSFET 스위치의 특성 상 그 활용도가 낮다. 영 전압 천이 방식은 소자가 스위칭을 하는 시점 부근에 기생 소자의 공진을 통해 드레인-소스 전압을 접지상태로 만들어 주는 방식이다. 스위칭 시점 부근에서의 짧은

공진 시간을 통해 에너지의 충·방전 과정을 마쳐야 하기 때문에 공진 주파수가 영 전압 스위칭 방식에 비해서 큰 값을 가지고 있다. 영 전압 스위칭 기법이 가지고 있는 문제였던 소자의 스트레스 문제를 해결할 수 있으며 펄스 폭 변조 (Pulse-Width Modulation, PWM) 방식으로 제어가 가능하기 때문에 영 전압 스위칭 방식에 비해 장점을 가지고 있다. 따라서 현재 소프트 스위칭 연구의 주를 이루고 있다 [19-44]. 이러한 영 전압 천이 방식을 이용한 양방향 컨버터의 소프트 스위칭 회로에 대한 연구도 활발하게 진행 되고 있다 [45-55]. 또한 이러한 보조 회로를 사용한 소프트 스위칭 기법에 대한 연구 뿐 아니라 컨버터를 임계 도통 모드(critical conduction mode, CRM) 혹은 전류 불연속 모드(discontinuous conduction mode, DCM)로 구동시켜서 소프트 스위칭으로 동작시키는 연구들도 존재한다 [56-61]. 이 경우 추가적인 소자 없이 회로를 소프트 스위칭으로 동작시킬 수 있다는 장점이 존재한다. 이러한 연구들은 주로 단일 컨버터에 적용하는 기법에 대한 연구들이다.

대용량의 전력을 처리하기 위한 양방향 병렬 컨버터를 소프트 스위칭으로 동작하기 위해서 단일 컨버터에 적용하던 소프트 스위칭 기법을 적용할 수 있다. 그러나 양방향 병렬 컨버터를 임계 도통 모드 혹은 전류 불연속 모드로 구동 하면 필터의 사이즈 문제, 소자의 스트레스 증가 등의 문제가 발생한다. 따라서 대용량 양방향 컨버터의 구동을 위해서는 전류 연속 모드로 구동이 가능하면서 역 회복 문제를 해결할 수 있는 소프트 스위칭 기법이 필요하다. 그러나 전류 연속 모드로 구동하는 단일 컨버터의 소프트 스위칭 기법을 병렬 컨버터에 적용하게 되면

모듈의 개수만큼 보조 회로의 숫자가 비례하여 증가하기 때문에 경제성이 떨어진다.

병렬 컨버터의 경우 각 모듈 간의 게이트 전압의 위상을 다르게 인가하는 인터리브드 방식으로 구동하는 것이 일반적이기 때문에 모듈 간의 위상 차를 이용하여 하나의 모듈이 다른 모듈의 보조 회로 역할을 하거나 혹은 하나의 보조 회로를 각 모듈의 스위칭 시점에 맞추어서 여러 모듈의 스위치를 소프트 스위칭으로 동작 시킬 수 있다. 이런 방식으로 회로를 구성한다면 보조 회로의 소자를 줄일 수 있어 경제적이다. 이러한 양방향 병렬 컨버터의 소프트 스위칭을 위한 기법 역시 활발하게 연구되고 있다 [62-90].

양방향 병렬 컨버터를 위한 소프트 스위칭 기법은 보조 회로에 스위치 소자의 유무에 따라 분류할 수 있다. 보조 회로에 스위치 소자를 사용하는 방식은 스위칭을 하는 순간에만 보조 스위치를 동작 시켜서 보조 회로 내의 수동 소자의 에너지를 이용해서 회로를 소프트 스위칭으로 동작시킨다. 스위칭 시점 부근의 짧은 시간동안 보조 회로가 동작하기 때문에 보조 회로 내의 전력이 주 스위치에 비해 낮고 회로의 도통 손실의 증가분이 크지 않다는 장점을 가진다. 그러나 보조 회로에 스위치를 사용하기 때문에 구동 회로가 추가되고 이는 회로의 가격과 신뢰성 문제를 가져오는 요인이다. 특히 보조 MOSFET 스위치의 소스가 접지단에 연결되지 않는 경우는 구동 회로가 더욱 복잡해진다. 또한 일반적으로 보조 회로의 스위치는 하드 스위칭으로 동작하게 된다는 단점을 가지고 있다.

한편, 보조 회로에 스위치를 사용하지 않는 방식은 전류가 보조 회로에 한 주기 동안 도통하게 된다. 이는 스위치 소자를 사용하는 방식과 달리 보조 회로가 전류의 흐름을 제어할 수 없다는 특성 때문이다. 따라서 보조 회로에 스위치를 사용하지 않는 경우에는 신뢰성 측면에서는 장점을 가지지만 소프트 스위칭으로 동작하기 위해 보조 회로에 계속 전류가 도통하고 이러한 순환 전류는 도통 손실의 증가를 야기한다는 단점이 존재한다.

본 논문에서는 양방향 병렬 컨버터에 적용 가능한 수동형 소프트 스위칭 셀을 제안한다. 제안하는 소프트 스위칭 셀은 결합 인덕터와 커패시터로 이루어진 간단한 구조이다. 제안하는 소프트 스위칭 셀은 $2N$ ($N=1,2,3,\dots$) 개의 병렬 모듈에 적용 가능하다. 이 구조는 수동 소자만을 사용하기 때문에 스위치 소자를 사용하는 보조 회로에 비해서 신뢰성이 높다. 뿐만 아니라 제안하는 회로는 스위치 소자의 소프트 스위칭을 가능하게 하면서 보조 회로 내의 전류가 증감을 반복하는 개형을 가져서 수동형 셀이 가지는 단점인 도통 손실의 증가분을 최소화하여 효율을 향상시킬 수 있다는 장점을 가지고 있다.

1.2 영 전압 천이 방식의 선행 연구

본 절에서는 양방향 병렬 컨버터를 위한 영 전압 천이 방식의 선행 연구들에 대해 기술한다. 그림 1.1은 보조 스위치를 사용한 보조 회로를 이용하여 양방향 단일 컨버터를 소프트 스위칭으로 동작시키는

컨버터이다. 스위칭 직전에 보조 스위치를 턴 온하여 보조 인덕터의 에너지를 이용하여 MOSFET 스위치의 기생 커패시터를 충·방전 시키고 있으며 스위칭 직후에 보조 스위치를 턴 오프하는 방식이다. 벅 모드 일 때와 부스트 모드 일 때 각각 하나씩의 보조 스위치만 동작하여 소프트 스위칭으로 구동시키는 방식이다. 이처럼 보조 회로에 반도체 소자를 사용하는 회로는 반도체 소자와 그 구동회로로 인해 신뢰성 문제가 생긴다. 또한 그림 1.1의 회로는 보조 회로의 소스단이 접지단과 연결되지 않았기 때문에 게이트 구동 회로에 추가적인 소자가 필요해 진다. 이러한 구동 회로들은 가격 문제나 추가적인 안정성 문제를 가져올 수 있는 요인이 된다. 또한 일반적으로 주 스위치를 소프트 스위칭으로 구동하기 위해 사용하는 보조 회로의 보조 스위치들은 하드 스위칭으로 동작한다는 단점을 가진다.

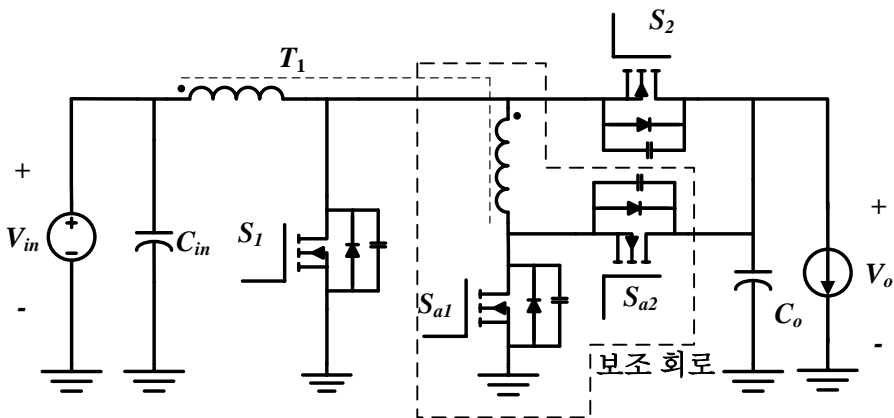


그림 1.1 참고 문헌 [49]의 소프트 스위칭 컨버터

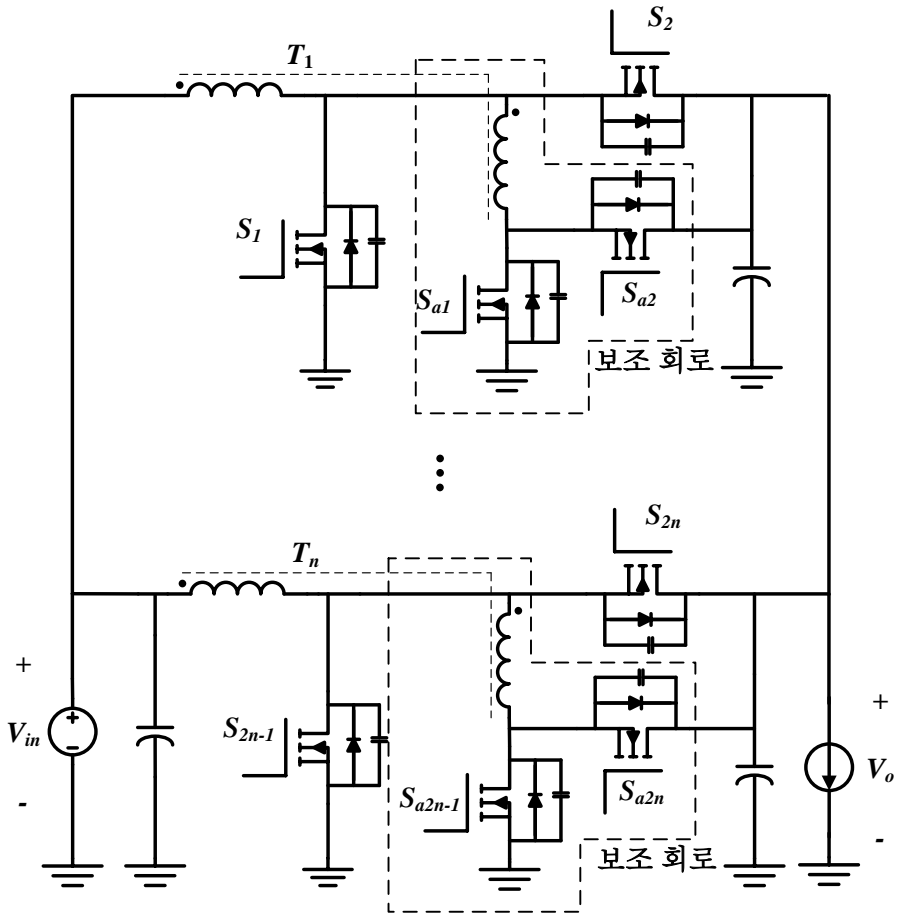


그림 1.2 참고 문헌 [49]의 회로를 병렬 컨버터에 확장한 구조

그림 1.1과 같은 단일 컨버터에 대한 소프트 스위칭 방식의 보조 회로를 병렬 컨버터에 적용하기 위해서는 그림 1.2와 같이 병렬 컨버터의 각 모듈에 보조 회로를 적용해야 한다. 그러나 이 경우 사용되는 소자의 개수가 증가한다는 단점이 존재한다. 일반적인 병렬 컨버터의 경우

인터리브드 방식으로 동작시키기 때문에 각 모듈 간의 스위칭 시점의 차이를 이용한다면 단일 컨버터를 적용한 방식보다 작은 수의 소자로 스위치를 소프트 스위칭으로 동작시킬 수 있다 [62-90].

그림 1.3은 양방향 병렬 컨버터에 소프트 스위칭 기법을 적용한 컨버터이다. 각 모듈의 스위칭 순간에 인덕터와 연결된 보조 스위치를 턴 온 시켜서 스위치를 소프트 스위칭으로 동작시키는 회로이다. 인터리브드 동작 시 각 모듈의 스위칭 시점이 다르기 때문에 간단한 보조 회로의 구성을 통해 소프트 스위칭 동작이 가능하다는 장점을 가진다. 그러나 보조 회로에 사용된 스위치 소자로 인해 신뢰성 문제가 발생하며, 특히 소스단이 접지 상태가 아니기 때문에 구동 회로의 복잡성이 증가한다는 단점은 여전히 남아있다.

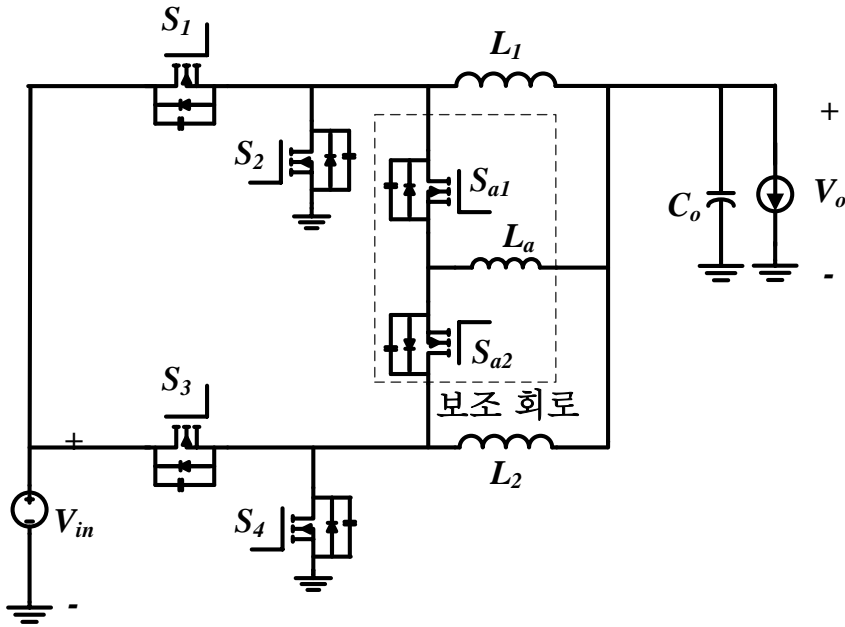


그림 1.3 참고 문헌 [68]의 소프트 스위칭 양방향 병렬 컨버터

참고 문헌 [72-83]에서는 그림 1.4와 같이 병렬 부스트 컨버터의 주 인덕터를 결합 시켜서 스위칭 손실을 줄이는 방식의 회로를 제안하였다. 이러한 결합 인덕터의 에너지를 이용하여 회로의 스위치를 소프트 스위칭으로 구동한다. 이 방식은 추가적인 소자들이 사용되지 않는다는 장점이 존재한다. 그러나 이러한 방식은 스위치들이 인덕터의 전류가 전류 불연속 모드 혹은 임계 도통 모드로 동작 한다는 단점이 있다. 전류 불연속 모드로 동작하게 되면 입력 전류의 맥동이 커지게 되고 그에 따라 입력 필터의 크기가 증가하게 된다. 뿐만 아니라 전류 불연속 모드 혹은 임계 도통 모드로 구동 시에 소자의 전류 첨두치가 커지기 때문에

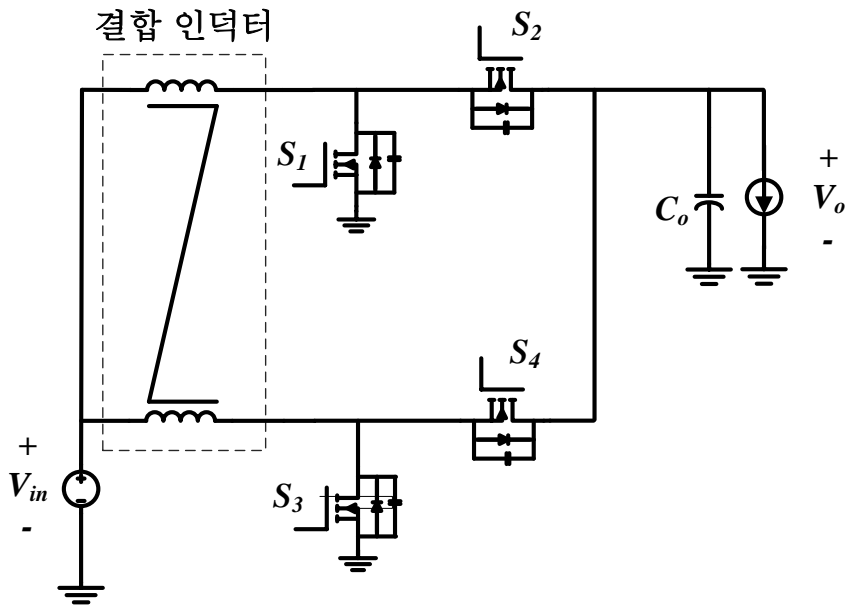


그림 1.4 참고 문헌 [72-83]의 소프트 스위칭 부스트 컨버터

일반적으로 1kW 이상의 대용량 구동에 적합하지 않다. 또한 영 전류 스위칭은 모든 범위에서 가능하지만 설계에 따라 반 공진으로 동작하는 영역이 발생할 수 있어 턴 온 시의 스위칭 손실을 완전히 없애지는 못한다는 단점 역시 존재한다.

참고 문헌 [84-89]에서는 병렬 컨버터에 인덕터 하나와 커패시터 하나를 사용하여 영 전압 스위칭으로 스위치를 동작시키는 회로를 제안하였다. 이러한 소프트 스위칭 셀은 구성이 간단하고 벅, 부스트, 벅-부스트 컨버터 등 비 절연형 컨버터뿐 아니라 플라이백과 같은 절연형 컨버터에도 적용 가능하다는 장점을 가진다. 그러나 시비율의 범위에 따라 소프트 스위칭으로 동작하지 못하는 영역이 생기기 때문에 사용 영역에

제한이 생긴다. 이러한 단점을 보완하기 위해서 참고 문헌 [90]에서는 그림 1.5와 같이 동일한 보조 회로를 가진 동기식 병렬 부스트 컨버터를 제안하였다. 참고 문헌 [90]의 컨버터는 시비율에 상관없이 전 동작 영역에서 회로가 소프트 스위칭으로 동작이 가능한 장점을 가지고 있다. 이 구조는 두 개의 모듈의 스위치의 온, 오프 상태가 동일한 구간에서 보조 회로의 전압이 0V가 되어서 보조 회로의 전류가 그 값을 유지한다. 이 구간 전에 보조 회로의 전류는 첨두치에 도달하게 되어서 이 구간 동안 보조 회로의 전류가 최댓값을 유지하게 된다. 따라서 스위치와 보조 인덕터의 도통 손실이 증가하게 되어서 회로 전체의 도통 손실이 증가한다는 단점이 존재한다.

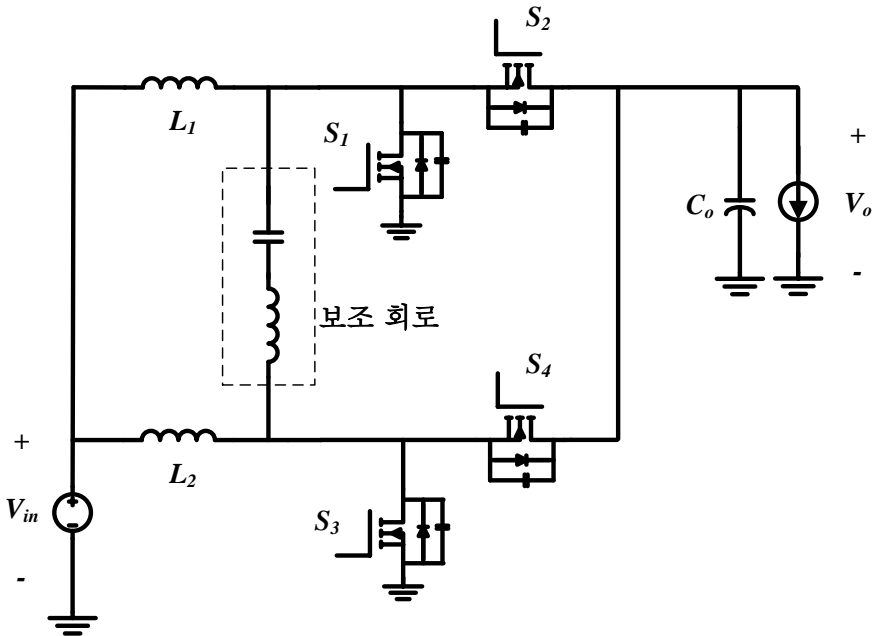


그림 1.5 참고 문헌 [90]의 소프트 스위칭 부스트 컨버터

1.3 연구의 목적 및 범위

본 논문은 비 절연형 양방향 병렬 컨버터의 수동형 소프트 스위칭 보조 회로를 제안한다. 본 절에서는 각 장에서 다룰 주제 및 목적에 대해 기술한다.

1.3.1 비 절연형 인터리브드 동기 컨버터의 소프트 스위칭 셀 제안

본 논문에서 제안하는 소프트 스위칭 셀은 신뢰성 측면에서 유리한, 반도체 소자를 사용하지 않는 회로이다. $2N$ 개의 병렬 컨버터 모듈의 소프트 스위칭 동작을 위한 보조 회로는 N 개의 결합 인덕터와 하나의 DC-link 커패시터로 구성되어 있다. 이 보조 회로를 이용하여 일반적인 병렬 비 절연형 컨버터를 소프트 스위칭으로 동작 시킬 수 있다.

1.3.2 소프트 스위칭 셀이 적용된 병렬 컨버터 제안 및 동작 분석

회로의 소프트 스위칭 동작뿐 아니라 도통 손실의 증가분을 최소화 시키는 보조 회로의 최적 설계를 위해서는 동작 분석이 선행되어야 한다. 본 논문에서는 보조 회로를 동기 스위치를 사용한 병렬 벡 컨버터와 부스트 컨버터에 적용하여 그 동작에 대해 분석한다. 본 논문에서는 분석의 편의를 위해서 2 병렬 컨버터로 분석 및 검증한다.

1.3.3 도통 손실 저감을 위한 최적 설계 및 주파수 변조 제어

본 논문에서 제안하는 보조 소프트 스위칭 셀은 DC-link 커패시터와 결합 인덕터로 이루어진 간단한 구조이다. 소프트 스위칭 셀이 소프트 스위칭 및 도통 손실 저감 효과를 가지기 위해서는 결합 인덕터의 설계가 중요하다. 도통 손실의 증가분을 최소화 할 수 있는 결합 인덕터의 자화 인덕터와 누설 인덕터의 비를 도통 손실 분석을 통해 도출한다. 또한 병렬 컨버터의 소프트 스위칭 동작을 가능하게 하는 누설 인덕터의 값의 범위를 정한다. 이와 같이 도통 손실과 소프트 스위칭 조건을 고려한 결합 인덕터 설계를 통해 컨버터의 효율을 최적화 하도록 한다.

그러나 스위치 소자가 없는 보조 회로의 특성 상 최대 부하를 제외한 나머지 영역에서 발생하는 잉여 순환 전류로 인해 최대 부하 이외의 영역에서 손실이 증가하게 된다. 이러한 잉여 순환 전류를 막기 위해 최대 부하 이외의 영역에서 소프트 스위칭을 위한 최소의 순환 전류가 흐를 수 있는 동작 주파수를 구한다.

1.4 논문의 구성

본 논문의 구성은 다음과 같다.

제 2장에서는 제안하는 소프트 스위칭 셀을 소개하고 보조 회로의 동작과 병렬 컨버터에 적용하는 방식에 대해 기술한다. 이를 위해 기존의 컨버터의 구성을 동기 스위치를 사용한 컨버터로 확장한다. 또한 동기

스위치의 스위칭 시점에 대해 분석하여 하드 스위칭 컨버터가 스위칭 손실이 발생하게 되는 이유와 영 전압 천이 방식의 기본 원리에 대해 기술한다. 이후 병렬 컨버터 셀의 구성을 기술하고 제안하는 소프트 스위칭 셀을 적용한 스위칭 셀에 대해 소개한다.

제 3장에서는 제안하는 셀을 적용한 인터리브드 벅 컨버터와 부스트 컨버터의 동작을 분석한다. 제안하는 스위칭 셀의 동작은 시비율이 0.5보다 큰 경우와 작은 경우에 따라 차이가 있다. 따라서 시비율 범위에 따라 벅 컨버터와 부스트 컨버터의 동작을 나누어서 분석한다.

제 4장에서는 제안하는 소프트 스위칭 셀을 적용한 컨버터의 최적 설계 방안에 대해 기술한다. 컨버터의 스위치를 소프트 스위칭으로 동작시키면서 도통 손실의 증가분을 최소화 할 수 있는 설계 방법에 대해서 기술한다. 도통 손실은 결합 인덕터의 누설 인덕터와 자화 인덕터의 비의 설계를 통해서, 소프트 스위칭 조건은 누설 인덕터의 값의 설계를 통해서 얻을 수 있다. 또한 4장에서는 제안하는 회로의 경 부하 효율 향상을 위한 주파수 변조 방식에 대해 기술한다. 입·출력 전압과 전류에 따라 순환 전류를 최소화 시켜 최대 부하 이외의 영역에서 효율을 향상시키는 적정 주파수를 구한다.

제 5장에서는 실험 결과에 대해 기술한다. 우선 실험 제원에 따른 소프트 스위칭 보조 회로의 설계에 대해 기술한다. 그리고 비교에 적합한 영 전압 천이 컨버터를 선정하고 제안하는 컨버터와 공정한 비교를 위한 설계를 기술한다. 손실 모델을 통해 비교군 영 전압 천이 컨버터, 하드 스위칭 컨버터와의 이론적인 분석을 통해 제안하는 컨버터의 효과를

분석한 후, 실험을 통해 제안하는 회로의 효과를 검증한다.

제 6장에서는 본 연구의 결론과 향후 연구 과제를 기술한다.

제 2 장 제안하는 소프트 스위칭 셀

본 장에서는 제안하는 소프트 스위칭 셀의 구조와 기본적인 동작에 대해 기술한다. 제안하는 소프트 스위칭 셀은 결합 인덕터와 DC-link 커패시터로 이루어진 간단한 구조이다. 보조 회로의 구성 상 제안하는 회로는 짝수 개의 컨버터 모듈에 적용 가능하다. 이 구조를 병렬 컨버터에 적용하여 제안하는 보조 회로 셀이 소프트 스위칭을 가능하게 하면서 도통 손실을 저감시킬 수 있는 기본적인 원리에 대해 기술한다.

2.1 스위치 셀과 DC-DC 컨버터

2.1.1 컨버터의 구성 및 동기 컨버터

단일 컨버터는 Voperian의 스위치 모델([91])과 수동 소자들로 구성되어 있다. Voperian의 모델은 그림 2.1과 같이 active(A), passive(P), common(C) 노드로 구성되어 있다. 스위치가 턴 온 되는 시점에는 A 노드와 C 노드를 통해 전류가 흐르게 되고 턴 오프 시에는 P 노드와 C 노드를 통해 도통하게 된다. 이러한 각각의 노드가 입력, 출력, 접지에 연결되어 컨버터를 구성한다.

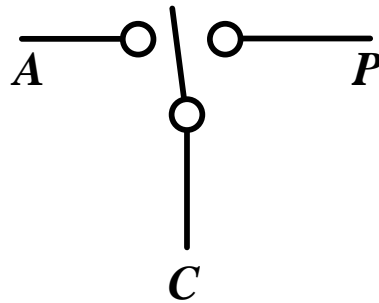


그림 2.1 스위치 셀의 노드 구분

스위치 모델을 반도체 스위치와 다이오드를 사용하여 실제로 구현하면 그림 2.2와 같다. 인덕터의 전류는 연속적으로 흘러야 하기 때문에 C 노드에 인덕터가 연결되게 된다. 이렇게 구성된 각각의 노드를 입력단, 출력단, 접지에 연결하여 컨버터로 구성한다. 그림 2.3 - 그림 2.5는 이러한 스위치 모델로 구성된 컨버터로 각각 벡 컨버터, 부스트 컨버터, 벡-부스트 컨버터를 나타낸다. 표 2.1은 각 컨버터를 구성하기 위한 노드의 연결 상태를 나타낸다.

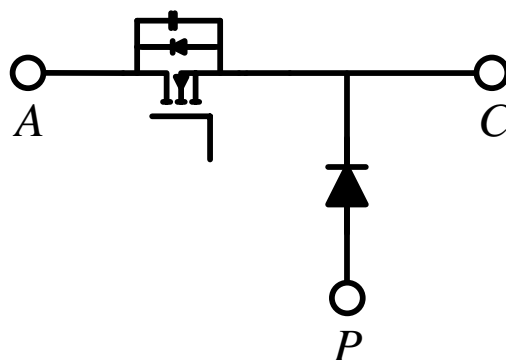


그림 2.2 실제 컨버터의 구성을 위한 반도체 소자를 사용한 스위치 셀

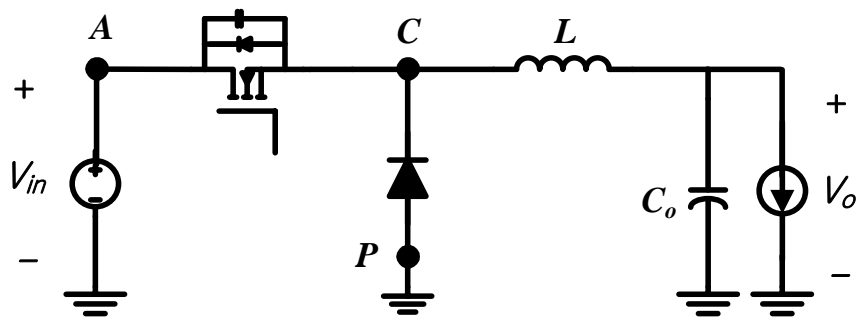


그림 2.3 벅 컨버터

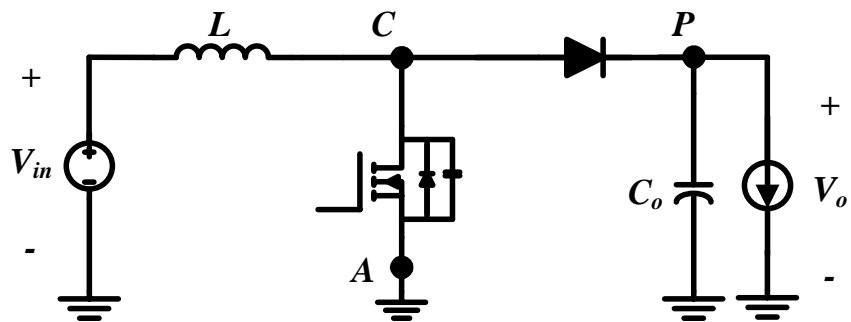


그림 2.4 부스트 컨버터

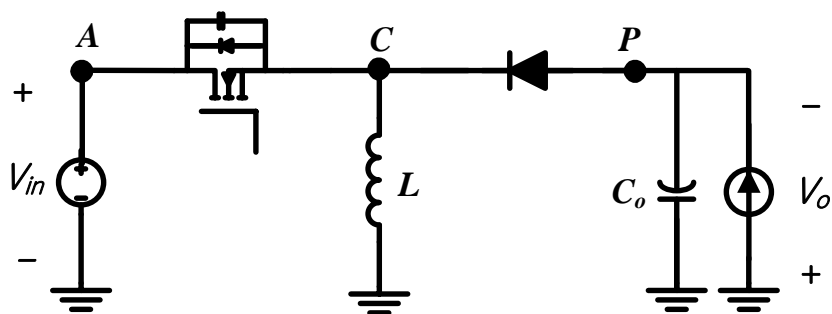


그림 2.5 벅-부스트 컨버터

표 2.1 컨버터 별 스위치 모델의 연결 지점

컨버터	Active node	Passive node	Common node
벽 컨버터	입력단	접지	출력단
부스트 컨버터	접지	출력단	입력단
벽-부스트 컨버터	입력단	출력단	접지

컨버터를 양방향으로 구동하기 위해서는 다이오드를 동기 스위치로 교체한 동기식 컨버터를 사용해야 한다. 동기식 스위치를 사용하면 양방향 구동이 가능할 뿐 아니라 회로의 도통 손실을 줄일 수 있다는 장점을 가진다. 다이오드에서 발생하는 도통 손실은 식 (2.1)과 같이 다이오드에서 턴 온 시에 발생하는 온 전압과 다이오드를 통해 흐르는 전류의 곱으로 나타낼 수 있다.

$$P_{diode_cond.} = V_{on} I_D \quad (2.1)$$

V_{on} 은 다이오드가 도통 시에 다이오드 양단에 인가되는 전압을 의미하고 I_D 는 다이오드에 흐르는 평균 전류를 의미한다. 다이오드의 등가 모델은 전압원과 저항으로 등가할 수 있으나 일반적으로 등가 저항에서 발생하는 손실은 전압원에서 발생하는 손실보다 경미하기 때문에 본 논문에서는 다이오드의 등가저항에 의한 손실은 고려하지 않는다. 반면 MOSFET 스위치의 경우 도통 시에 저항으로 등가가 가능하다. 그에 따라 동기 스위치에서 발생하는 도통 손실은 식 (2.2)와 같다.

$$P_{sync_cond.} = I_D^2 R_{DS_on} \quad (2.2)$$

일반적으로 컨버터의 동작 범위에서는 스위치에서 발생하는 도통 손실

이 다이오드에서 발생하는 도통 손실보다 작기 때문에 양방향 구동 이외에도 효율 향상을 위해 동기식 스위치를 사용하는 경우가 많다. 그림 2.6 - 그림 2.8은 동기식 스위치를 사용한 벅, 부스트, 벅-부스트 컨버터의 회로이다.

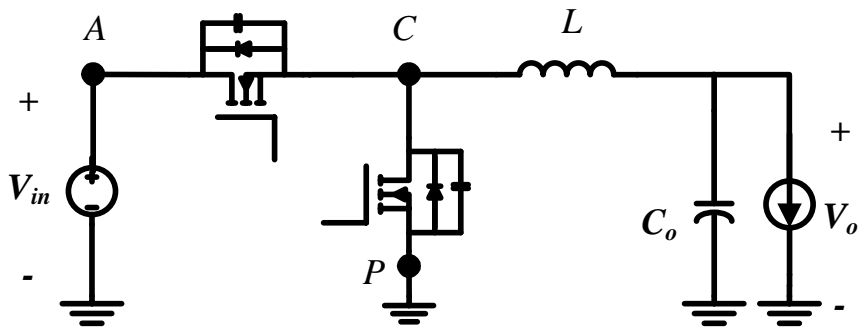


그림 2.6 동기식 벅 컨버터

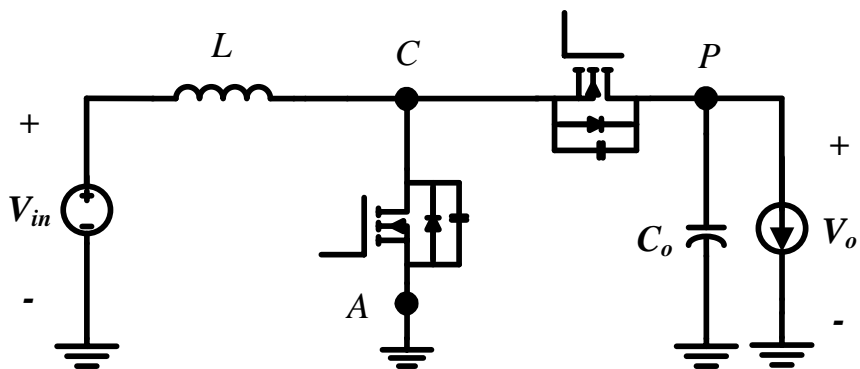


그림 2.7 동기식 부스트 컨버터

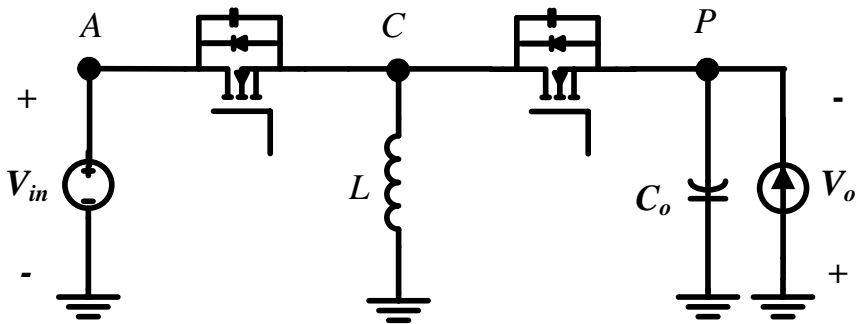


그림 2.8 동기식 벅-부스트 컨버터

2.2 병렬 컨버터

그림 2.9는 병렬 컨버터의 구성도를 도시한다. 회로를 병렬로 구동하면 각 컨버터에 흐르는 전류가 $1/n$ 만큼 줄어들게 된다. 다이오드를 제외한 다른 소자들의 도통 손실은 기생 저항이나 혹은 온 저항에 의해 발생하기 때문에 전류의 제곱에 비례한다. 따라서 전류가 나누어지게 되면 회로의 도통 손실을 줄게 되고 그에 따라 효율이 향상되는 효과가 있다.

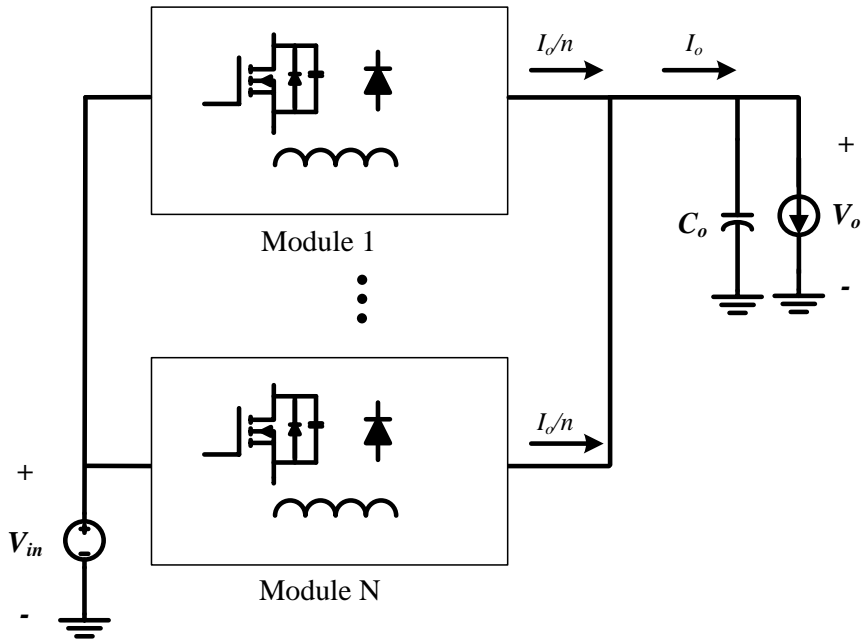


그림 2.9 병렬 컨버터의 구성도

그림 2.10은 병렬 컨버터의 일반적인 셀 구조이다. 단일 컨버터 셀의 A 노드와 P 노드는 공통 노드가 되어 묶이게 된다. 단일 컨버터 모듈의 C 노드는 각 모듈의 인덕터와 연결되게 되며 병렬 컨버터 셀에서 C_i ($i=1,2,3,\dots$)로 정의한다. 인덕터가 연결되어 생긴 새로운 노드를 병렬 컨버터의 C 노드로 정의한다. 이 때 병렬 컨버터는 단일 컨버터와 동일하게 표 2.1과 같은 구성을 통해 컨버터를 구성한다. 이러한 병렬 회로는 인터리브드 방식으로 동작 시키는 것이 일반적이다. 인터리브드 방식은 병렬 컨버터에서 각 상의 게이트 전압의 위상을 $360^\circ/n$ 만큼 차이 나게 인가하는 방식이다.

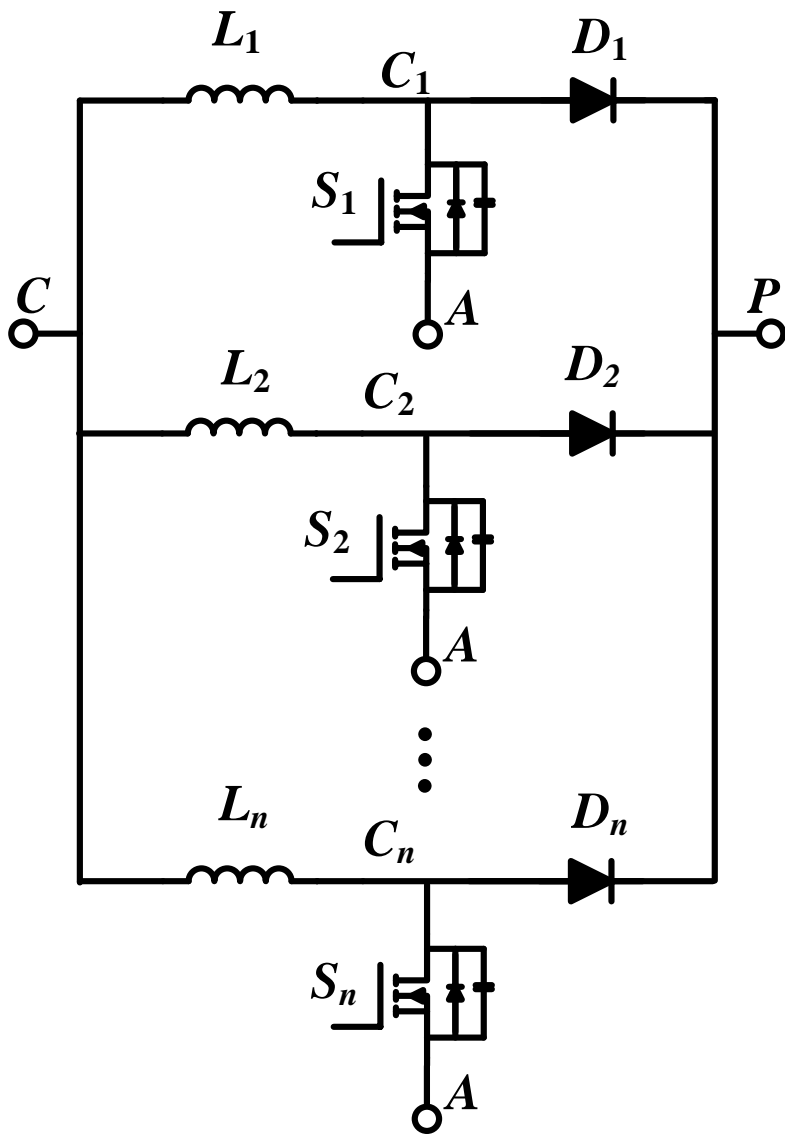


그림 2.10 병렬 컨버터 셀의 구조

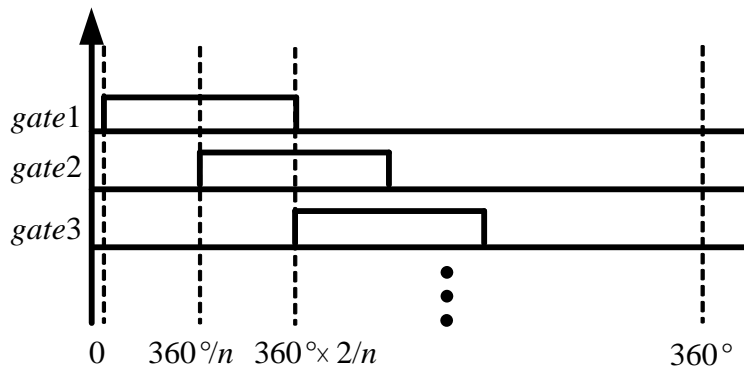


그림 2.11 인터리브드 컨버터의 게이트 전압

그림 2.11은 병렬 컨버터를 인터리브드 방식으로 동작시킬 때의 게이트 전압이다. 이 방식으로 게이트를 인가하면 도통 손실의 저감 효과뿐 아니라 전류 맥동 감쇄의 효과도 있어서 입·출력 필터의 크기를 줄일 수 있다는 장점이 존재하기 때문에 대부분의 병렬 컨버터는 인터리브드 방식으로 구동시킨다.

2.3 영 전압 천이 방식의 원리

본 절에서는 동기식 컨버터의 주 스위치와 동기 스위치의 턴 온 시점에 서의 전류 흐름에 대해 간단하게 기술하고 주 스위치의 스위칭 손실이 발생하는 원리에 대해 기술한다. 또한 이러한 스위칭 손실을 없애기 위한 영 전압 천이 방식의 기본적인 셀 구성과 원리에 대해 기술한다.

2.3.1 동기 스위치와 주 스위치의 턴 온 시점

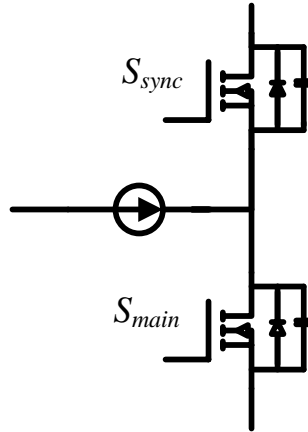


그림 2.12 동기 스위치를 적용한 스위치 셀

동기식 컨버터의 전류 흐름에 의해 동기 스위치는 컨버터의 종류와 상관없이 영 전압 스위칭이 가능하지만 컨버터의 주 스위치는 하드 스위칭으로 동작하게 된다. 그림 2.12는 동기 스위치를 사용한 컨버터의 스위치 셀을 도시한다. 그림에서 S_{main} 은 주 스위치, S_{sync} 는 동기 스위치를 의미한다. 스위칭 시점의 인덕터 전류는 일정하다는 가정이 가능하기 때문에 인덕터는 정 전류원으로 등가한다. 그림 2.13과 그림 2.14는 각각 컨버터의 동기 스위치가 턴 온 되는 시점과 주 스위치가 턴 온 되는 시점의 전류 흐름을 나타낸다. 그림 2.13에서 주 스위치를 통해 도통 될 때 전류는 드레인에서 소스로 흐르고 있다. 주 스위치가 턴 오프 된 이후에 인덕터 전류의 연속성에 의해서 전류는 동기 스위치의 소스에서 드레인으로 흐르게 되며 이 전류는 동기 스위치의 기생 커패시터에 충전된 에너지를 방전 시킨다. 방

전이 끝난 후 동기 스위치를 턴 온 시키게 되면 동기 스위치는 소프트 스위칭으로 동작할 수 있다. 반면 그림 2.14에서 동기 스위치는 턴 온 시점에 전류가 소스에서 드레인으로 흐르고 있다. 동기 스위치가 턴 오프 되면 전류는 주 스위치의 드레인에서 소스로 흐르게 된다. 이때 주 스위치의 전류는 주 스위치의 기생 커패시터에 저장된 에너지를 방전할 수 없으며 주 스위치가 턴 온 되면 중첩되는 전압과 전류에 의해 하드 스위칭으로 동작하게 된다. 이러한 스위칭 시점에 발생하는 손실은 동기 스위치의 바디 다이오드에 의해 발생하는 역 회복 손실, 전압과 전류의 중첩에 의해 발생하는 중첩 손실, 기생 커패시터의 방전 손실로 나눌 수 있다.

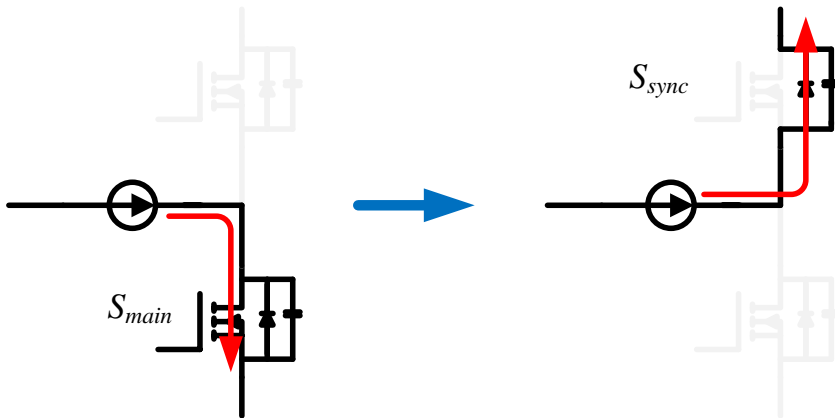


그림 2.13 컨버터의 동기 스위치 턴 온 시 전류 흐름

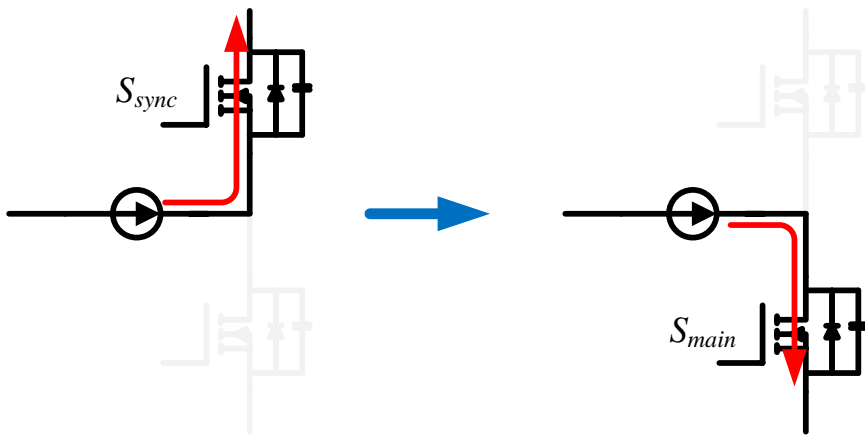


그림 2.14 컨버터의 주 스위치 턴 온 시 전류 흐름

그림 2.15와 그림 2.16은 각각 동기식 벡 컨버터와 부스트 컨버터의 스위칭 시점에 전류 흐름을 나타낸 회로도이다. 인덕터의 전류 연속성에 의해서 주 스위치가 턴 오프 되고 동기 스위치가 턴 온 되는 시점에 전류는 동기 스위치의 소스에서 드레인으로 도통하게 된다. 이 때 동기 스위치에 흐르는 전류는 기생 커패시터에 충전되어 있는 에너지를 방전시키게 되고 그에 따라서 일정 지연 시간 이후에 동기 스위치를 턴 온 시키면 동기 스위치는 영 전압 스위칭이 가능하다. 반면 동기 스위치가 턴 오프 되고 주 스위치가 턴 온 되는 시점에는 전류의 방향 때문에 주 스위치는 드레인에서 소스로 전류가 흐르게 된다. 이 경우 컨버터는 하드 스위칭으로 동작하게 되어서 스위칭 손실이 발생하게 된다.

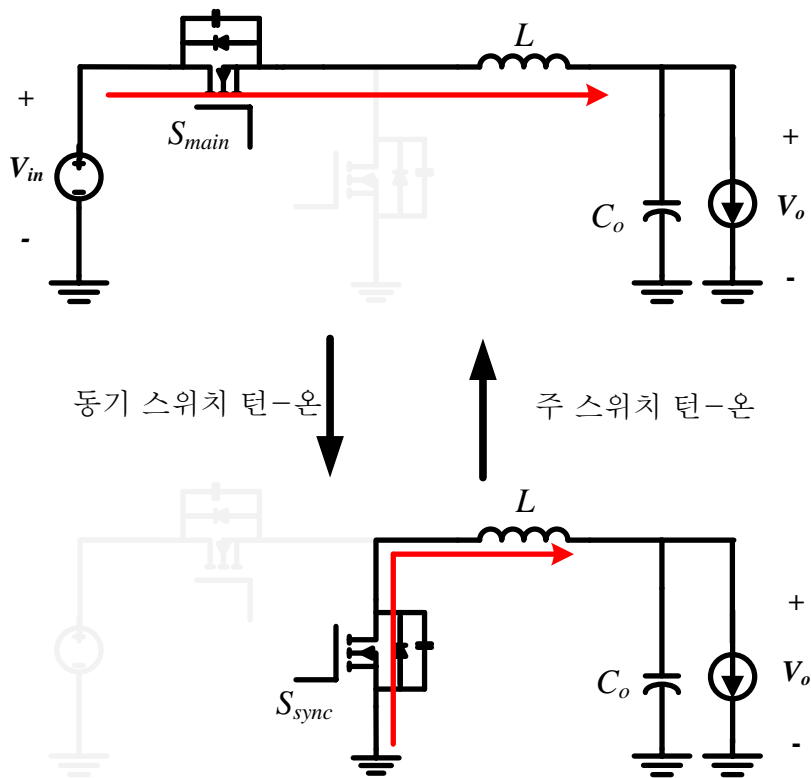


그림 2.15 동기식 벅 컨버터의 스위칭 순간의 전류 흐름

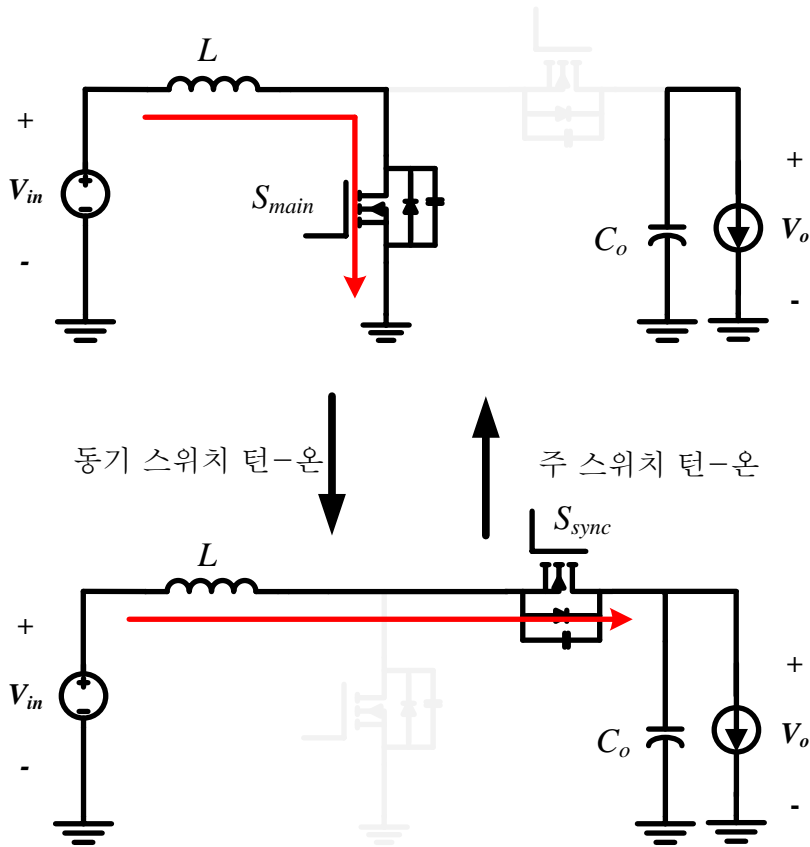


그림 2.16 동기식 부스트 컨버터의 스위칭 순간의 전류 흐름

2.3.2 영 전압 천이 방식의 기본 원리

그림 2.17은 영 전압 천이 방식을 위한 기본적인 보조 회로의 구성 방식을 도시한다. 그림과 같이 C 노드에 보조 전류원을 연결하여 주 스위치의 스위칭 시점에 스위치에 흐르는 전류의 방향을 바꾸기 위한 보조 회로를 구성한다. 그림 2.18은 영 전압 천이 방식의 셀에서 주 스위치가 턴 온 될

때 전류의 흐름을 도시킨다. 보조 전류원에 의해 동기 스위치가 턴 오프 되기 전에 전류의 방향이 동기 스위치의 드레인에서 소스로 흐르게 된다면 동기 스위치가 턴 오프 될 때 주 스위치의 소스에서 드레인으로 전류가 흐르게 된다. 이 전류로 인해 주 스위치의 커패시터를 방전할 수 있으며 이에 따라 컨버터는 소프트 스위칭으로 동작할 수 있다. 영 전압 천이 방식으로 동작하기 위해서는 이처럼 스위치가 온, 오프 되는 시점에 전류의 방향이 중요하다. 보조 회로의 구성을 통해 스위치가 턴 오프 되는 시점에 전류가 스위치의 드레인에서 소스로 흐르며 스위치가 턴 온 되는 시점에는 전류가 스위치의 소스에서 드레인으로 흐르게 된다면 스위치는 소프트 스위칭으로 동작할 수 있다.

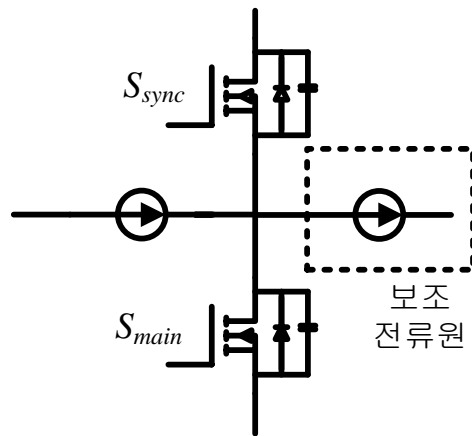


그림 2.17 영 전압 천이 방식을 위한 셀 구성

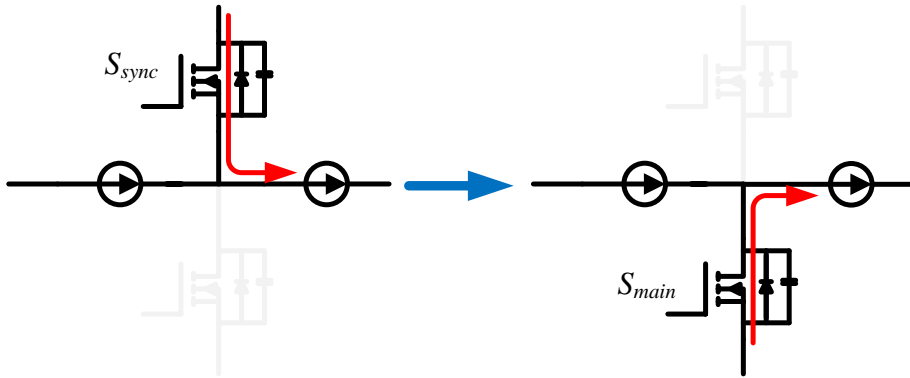


그림 2.18 영 전압 천이 셀의 주 스위치 턴 온시 전류 흐름

2.4 제안하는 소프트 스위칭 셀의 구조와 적용

제안하는 소프트 스위칭 셀의 등가 모델은 그림 2.19와 같다. 결합 인덕터는 두 개의 누설 인덕터와 하나의 자화 인덕터, 그리고 이상적인 변압기로 등가한다. 병렬 컨버터의 모듈과 연결할 때 커패시터 단은 P 노드와, 두 개의 누설 인덕터 단은 C_i ($i = 1, 2, 3, \dots$) 노드와 연결한다. 제안하는 보조 소프트 스위칭 셀이 하나의 결합 인덕터에 대해 두 개의 모듈의 스위치를 소프트 스위칭으로 동작가능하기 때문에 $2N$ ($N = 1, 2, 3, \dots$)개의 병렬 컨버터에 대해 제안하는 소프트 스위칭 셀이 적용 가능하다. 각 모듈은 처리해야 하는 전력이 동일하기 때문에 결합 인덕터의 변압기의 턴 비는 1:1로 설계하면 되고 두 개의 누설 인덕터 역시 동일한 값을 가져야 한다. 따라서 결합 인덕터에서 설계해야 하는 변수는 자화 인덕터와 누설 인덕터의 값

이다.

KCL을 이용하면 변압기와 자화 인덕터에 걸리는 전압 V_L 을 식 (2.3)과 같이 구할 수 있다.

$$V_L = \frac{L_m}{2L_m + L_{lk}}(V_a - V_b) = \alpha(V_a - V_b) \quad (2.3)$$

V_a 와 V_b 는 스위치의 온, 오프 상태에 따라 각각 두 가지의 값을 가진다. 주 스위치가 턴 온 되었을 때 V_a 와 V_b 를 V_{high} , 주 스위치가 턴 오프 되었을 때 V_a 와 V_b 를 V_{low} 라고 한다. 커패시터의 전압 V_x 는 한 주기 동안 voltage-second balance을 이용해서 구할 수 있다. 커패시터의 맥동 성분을 무시한다면 V_x 는 식 (2.4)와 같다.

$$V_x = DV_{high} + (1-D)V_{low} \quad (2.4)$$

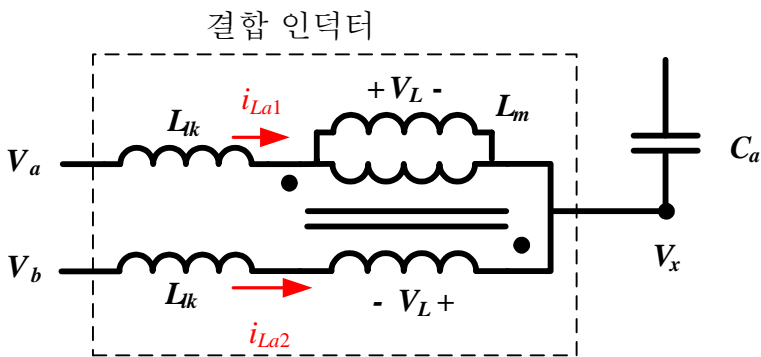


그림 2.19 제안하는 보조 회로 셀

이 때 누설 인덕터의 양단에 인가되는 전압은 V_x , V_L 을 이용하면 구할 수 있다. 누설 인덕터에 인가되는 전압을 구하면 누설 인덕터 전류의 기울기는 식 (2.5)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{cases} \frac{di_{L_{a1}}}{dt} = \frac{V_a - V_L - V_x}{L_{lk}} \\ \frac{di_{L_{a2}}}{dt} = \frac{V_b - V_L - V_x}{L_{lk}} \end{cases} \quad (2.5)$$

식 (2.5)에서 V_a , V_b 가 가질 수 있는 값은 주 스위치의 온, 오프 상태에 따라 V_{high} , V_{low} 두 가지 값을 가질 수 있다. 표 2.2는 벡, 부스트, 벡-부스트 컨버터에 대해 스위치의 상태에 따른 V_{high} , V_{low} 를 나타낸다.

제안하는 보조 회로는 시비율의 크기에 따라 동작 상의 차이가 존재한다. 시비율이 0.5보다 작은 경우와 큰 경우에 회로의 동작에 차이가 나기 때문에 각 경우를 나누어서 분석한다. 보조 회로의 누설 인덕터에 흐르는 전류는 인가되는 전압에 따라서 한 주기 내에서 기울기가 달라지게 되며 특히 전류가 첨두치를 가질 때 급격한 기울기를 가지기 때문에 도통 손실의 증가분을 저감시킬 수 있다.

표 2.2 각 컨버터 별 주 스위치의 온, 오프에 따른 V_a 와 V_b 의 전압

컨버터 형태	V_{high}	V_{low}
벡 컨버터	입력 전압	접지
부스트 컨버터	접지	출력 전압
벡-부스트 컨버터	입력 전압	출력 전압

그림 2.20은 제안하는 보조 회로의 셀을 사용한 영 전압 천이 스위칭 셀을 도시한다. 그림에서 S_{m_k} ($k=1,2,3...2n$)는 주 스위치를 의미하고 S_{s_k} ($k=1,2,3...2n$)는 동기 스위치를 의미한다. $2N$ 개의 병렬 컨버터를 위한 제안하는 영 전압 천이 보조 회로의 구성을 위해서는 N 개의 결합 인덕터와 하나의 보조 커패시터가 필요하다. 각 결합 인덕터 양단은 C_b , C_{n+k} ($k=1,2,3...n$) 노드에 연결하여 컨버터 셀을 구성한다. 그림 2.21과 같이 게이트를 인가하게 되면 결합 인덕터가 연결되는 두 모듈의 위상차는 언제나 180° 이기 때문에 결합 인덕터의 평균적인 전류는 0이 된다. 또한 보조 커패시터 앞 단의 전압인 V_x 는 언제나 일정한 전압원의 역할을 하고 있으며 이로 인해 각 모듈의 결합 인덕터들이 동작점을 형성한다. 이 때 결합 인덕터의 누설 인덕터에 흐르는 전류는 스위칭 시점에 스위치에 흐르는 전류의 방향을 바꾼다. 이로 인해 제안하는 회로의 스위치들은 소프트 스위칭으로 동작할 수 있게 된다.

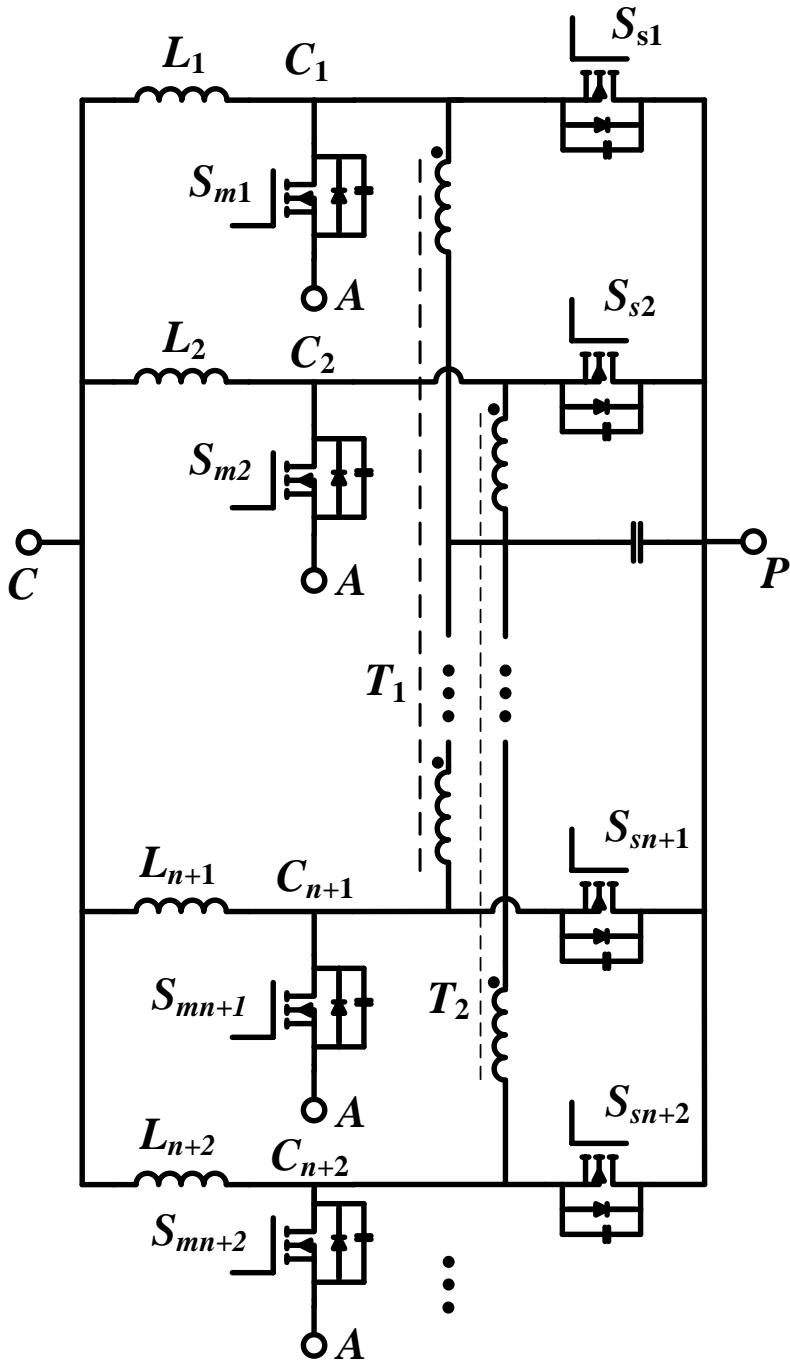


그림 2.20 제안하는 소프트 스위칭 병렬 컨버터 셀

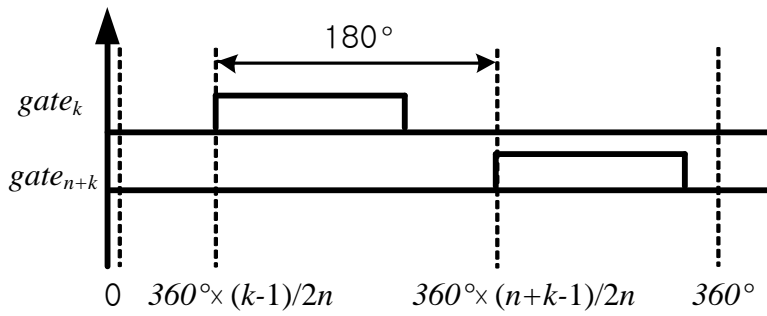


그림 2.21 k 모듈과 $(n+k)$ 모듈의 게이트 전압

그림 2.22-그림 2.24는 각각 동기식 2-병렬 인터리브드 벅, 부스트, 벅-부스트 컨버터에 제안하는 소프트 스위칭 보조 회로를 적용한 회로도이다. 제안하는 셀 구조로 모든 비 절연형 컨버터에 적용이 가능하다.

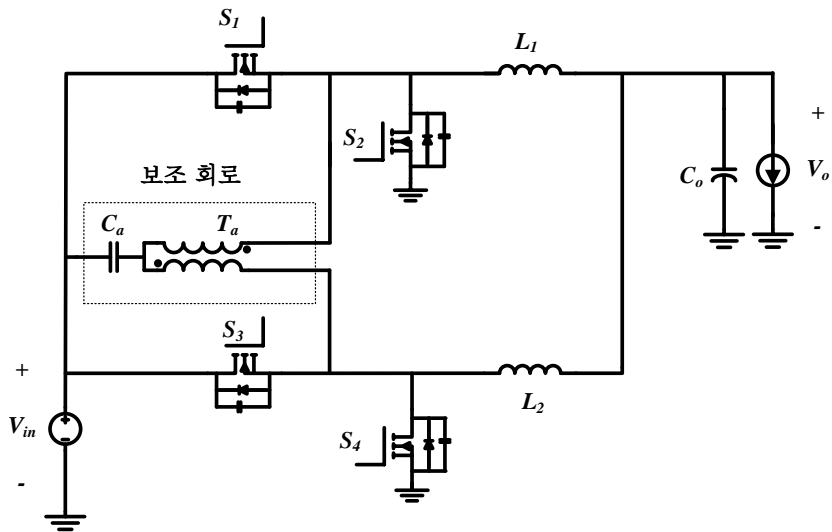


그림 2.22 동기식 영 전압 천이 인터리브드 벅 컨버터

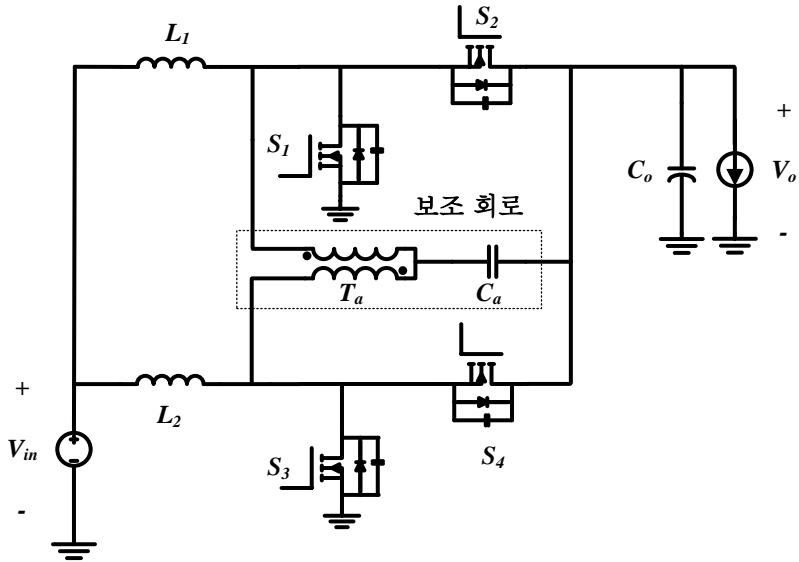


그림 2.23 동기식 영 전압 천이 인터리브드 부스트 컨버터

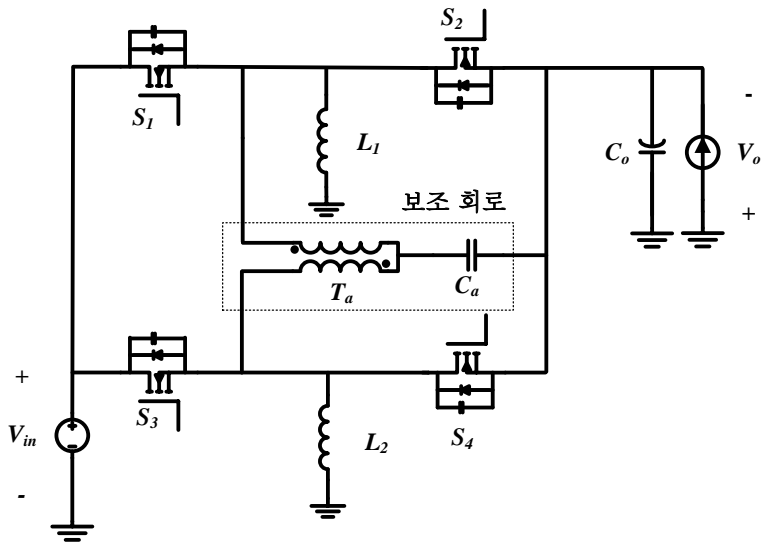


그림 2.24 동기식 영 전압 천이 인터리브드 벅-부스트 컨버터

제 3 장 영 전압 천이 셀을 적용한 인터리브트 컨버터의 동작 분석

제 2 장에서 기술한 소프트 스위칭 효과를 얻으며 도통 손실 저감 효과를 극대화 시키는 설계를 위해서는 회로의 동작 분석이 선행되어야 한다. 본 장에서는 제안하는 소프트 스위칭 셀을 적용한 인터리브트 벡 컨버터와 부스트 컨버터의 동작을 분석한다. 분석의 편의를 위해 2 병렬 컨버터에 대해 분석한다. 회로의 동작 분석의 용이성을 위해 다음 사항에 대한 가정을 한다.

- 출력 커패시터는 충분히 큰 값을 가지고 있어서 출력 전압의 맥동 성분을 무시할 수 있다.
- MOSFET 스위치의 기생 커패시터와 바디 다이오드를 제외한 기생 성분은 무시한다.
- 컨버터의 MOSFET 스위치의 기생 커패시터 값은 C_{oss} 로 동일하다.
- 컨버터의 인덕터는 동일한 값 L 을 가진다.
- 소프트 스위칭 셀 내의 결합 인덕터는 두 개의 누설 인덕터와 자화 인덕터, 이상적인 변압기로 구성된 등가모델로 해석한다.
- 소프트 스위칭 보조 회로의 DC-link 커패시터의 값은 충분히 커서 V_x 의 리플 성분은 무시하고 DC 전압으로 가정한다.
- 결합 인덕터의 누설 인덕터는 동일한 값 L_{σ} 를 가진다.

제안하는 소프트 스위칭 보조 회로의 스위치 전류는 시비율이 0.5보다 큰 경우와 작은 경우에 각각 다른 파형을 가진다. 시비율이 0.5보다 큰 경우의 주 스위치의 전류 파형과 시비율이 0.5보다 작은 경우의 동기 스위치의 전류 파형은 좌우 대칭적인 형태를 가지게 되며 시비율이 0.5보다 큰 경우의 동기 스위치의 전류 파형과 시비율이 0.5보다 작은 경우의 주 스위치의 전류 파형 역시 좌우 대칭적인 파형을 가지게 된다. 따라서 제안하는 소프트 스위칭 컨버터의 동작 분석은 시비율이 0.5보다 큰 경우와 작은 경우로 나누어서 분석한다. 동작 분석은 각 모드의 등가 회로 및 주요 파형에 대한 수식 분석을 포함한다.

3.1 소프트 스위칭 인터리브드 벡 컨버터의 동작 분석

본 절에서는 소프트 스위칭 인터리브드 벡 컨버터의 동작을 분석한다. 그림 3.1은 제안하는 2-병렬 인터리브드 벡 컨버터의 회로도이다.

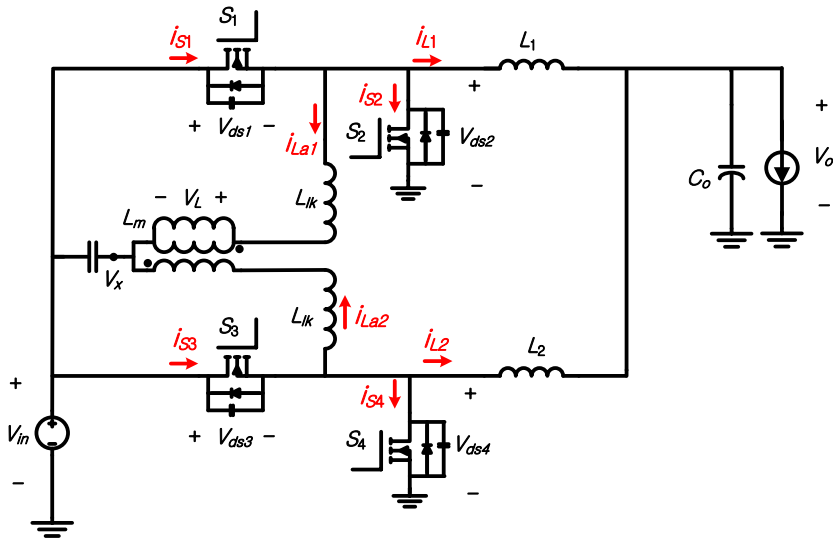


그림 3.1 제안하는 소프트 스위칭 인터리브드 벅 컨버터

3.1.1 시비율이 0.5보다 작은 경우의 동작 분석

본 절에서는 시비율이 0.5보다 작을 때 인터리브드 벅 컨버터의 동작에 대해 기술한다. 그림 3.2는 소프트 스위칭 인터리브드 벅 컨버터의 시비율이 0.5보다 작은 경우의 주요 파형에 대해 도시하였다. 이를 기반으로 각 모드에 대한 주요 수식과 등가 회로 등을 보인다.

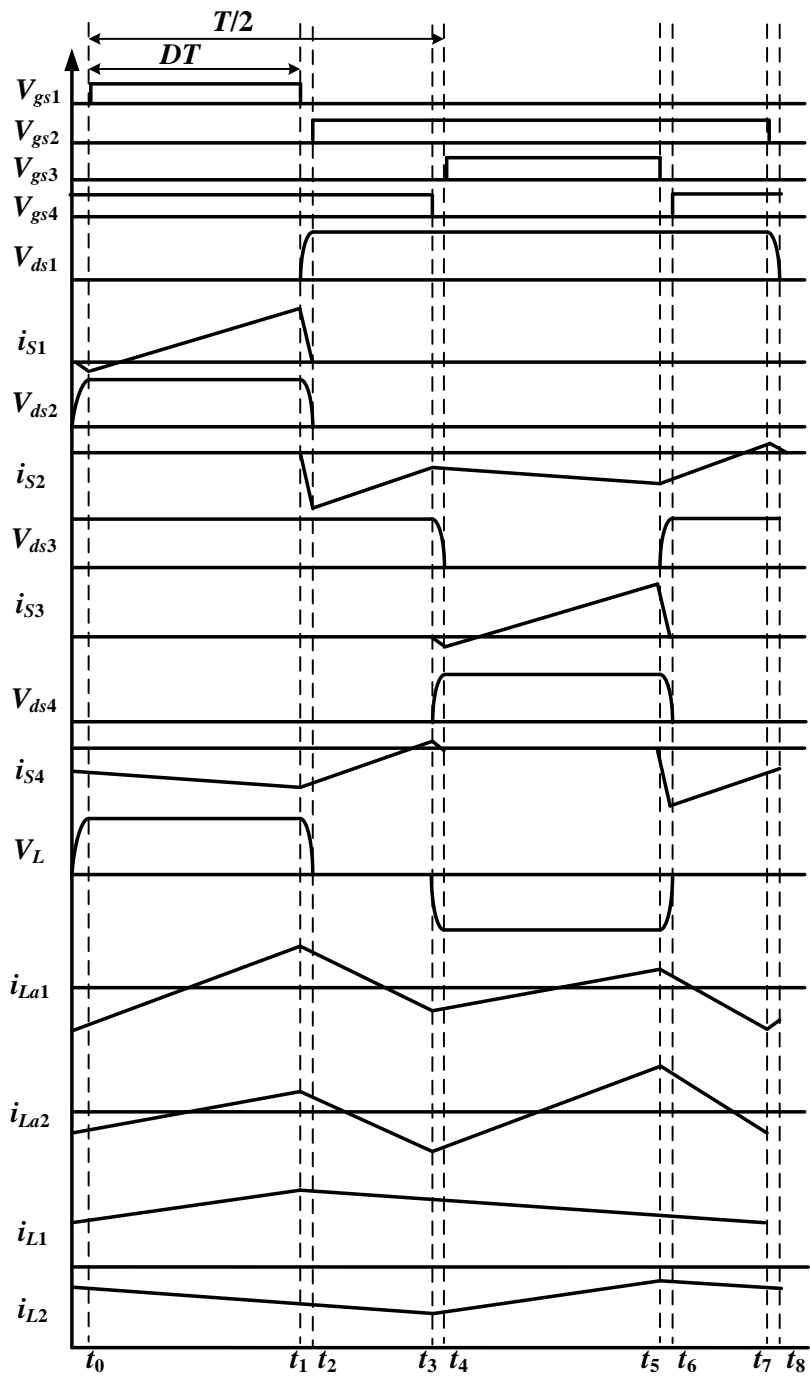


그림 3.2 시비율이 0.5보다 작을 때 인터리브드 벅 컨버터의 주요 파형

구간 1 (t_0 - t_1)

구간 1이 시작되기 전 S_4 는 턴 온 되어 있다. 시점 t_0 에 S_1 이 턴 온 되면서 구간 1이 시작된다. 구간 1에서 모듈 1의 인덕터 L_1 은 충전되고 있으며 모듈 2는 출력 측으로 에너지를 전달하고 있다. 두 인덕터에 흐르는 전류는 식 (3.1), (3.2)와 같다.

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_{in} - V_o}{L}(t - t_0) - \frac{V_{in} - V_o}{2L}DT + I_L \quad (3.1)$$

$$i_{L_2}(t) = -\frac{V_o}{L}(t - t_0) + \frac{D^2}{2L}V_{in}T + I_L \quad (3.2)$$

위 식에서 I_L 은 인덕터 전류의 평균값, D 는 시비율, T 는 주기를 의미한다. V_{ds1} 과 V_{ds2} 은 각각 입력 전압, 접지 상태가 되며 식 (2.3)에 의해 결합 인덕터의 이상적인 변압기에 인가되는 전압 및 누설 인덕터에 인가되는 전압을 식 (3.3)-(3.5)와 같이 구할 수 있다.

$$V_L = \frac{L_m}{2L_m + L_{lk}}V_{in} = \alpha V_{in} \quad (3.3)$$

$$V_{lk_1} = \frac{1}{L_{lk}}(V_{ds1} - V_L - DV_{in}) = \frac{1-D-\alpha}{L_{lk}}V_{in} \quad (3.4)$$

$$V_{lk_2} = \frac{1}{L_{lk}}(V_{ds2} - V_L - DV_{in}) = \frac{\alpha-D}{L_{lk}}V_{in} \quad (3.5)$$

시점 t_0 에서 누설 인덕터의 전류는 그림 3.3 (a)와 같이 음의 값을 가지고 있으나 구간 1동안 누설 인덕터 양단의 전압에 의해 그림 3.3 (b)와 같이

전류의 방향이 바뀌게 된다. 누설 인덕터와 주 인덕터의 전류가 더해지기 때문에 S_4 의 소스에서 드레인으로 흐르는 전류의 절댓값이 커져서 구간 2에서 스위치가 소프트 스위칭으로 구동하기 용이해 진다.

누설 인덕터의 양단 전압으로부터 누설 인덕터에 흐르는 전류 i_{La1} , i_{La2} 를 각각 식 (3.6), (3.7)과 같이 구할 수 있다.

$$i_{La1}(t) = \frac{1-D-\alpha}{L_{lk}} V_{in}(t-t_0) - \frac{1-D-\alpha}{2L_{lk}} V_{in} DT \quad (3.6)$$

$$i_{La2}(t) = \frac{\alpha-D}{L_{lk}} V_{in}(t-t_0) - \frac{\alpha-D}{2L_{lk}} V_{in} DT \quad (3.7)$$

스위치에 흐르는 전류는 인덕터에 흐르는 전류와 누설 인덕터에 흐르는 전류의 합으로 구할 수 있다. 인덕터에 흐르는 전류와 누설 인덕터에 흐르는 전류는 각각 식 (3.1), (3.2)와 식 (3.6), (3.7)과 같으며 이로부터 S_1 과 S_4 에 흐르는 전류는 각각 식 (3.8), (3.9)와 같이 구할 수 있다.

$$i_{S_1}(t) = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} + \frac{1-D-\alpha}{L_{lk}} V_{in} \right) (t-t_0 - \frac{DT}{2}) + I_L \quad (3.8)$$

$$i_{S_4}(t) = \left(-\frac{V_o}{L} + \frac{\alpha-D}{L_{lk}} V_{in} \right) (t-t_0) + \left(\frac{D}{L} - \frac{\alpha-D}{L_{lk}} \right) \frac{DT}{2} V_{in} + I_L \quad (3.9)$$

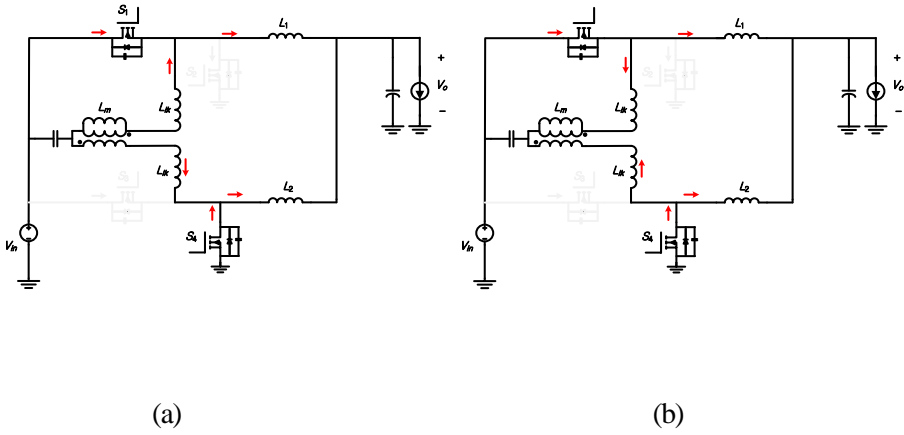


그림 3.3 벅 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때 구간 1의 등가회로 및 전류 흐름

구간 2 ($t_1 - t_2$)

구간 2는 t_1 에서 시작된다. 시점 t_1 에서 S_1 이 꺼지게 되고 i_{S1} 은 감소하기 시작한다. 컨버터의 주 스위치가 턴 오프 된 시점 이후부터 동기 스위치가 켜질 때까지 지연 시간이 구간 2가 된다. i_{S1} 의 감소분만큼 S_2 의 소스에서 드레인으로 전류가 흐르게 된다. S_1 과 S_2 의 전류는 S_1 의 기생 커패시터의 전압을 충전하고 S_2 의 기생 커패시터를 방전한다. 등가 회로는 그림 3.4 (a)와 같다. 이 모드 동안 L_{lk1} 는 C_{oss1} , C_{oss2} 와 공진하게 된다. t_1 에서 경계 조건은 (3.10) - (3.13)과 같다.

$$v_{ds1}(0) = 0V \quad (3.10)$$

$$v_{ds_2}(t_1) = V_{in} \quad (3.11)$$

$$i_{L_{d_1}}(t_1) = \frac{1-\alpha-D}{2L_{lk}} V_{in} DT \quad (3.12)$$

$$i_{L_1}(t_1) = \frac{V_{in}-V_o}{2L} DT + I_L \quad (3.13)$$

해당 경계 조건에서 누설 인덕터의 전류, 동기 스위치의 전압에 관한 미분 방정식은 식 (3.14), (3.15)와 같다.

$$L_{lk} \frac{di_{L_{d_1}}}{dt} = v_{c_2} - V_L - V_x = (1-\alpha)v_{c_2} - DV_{in} \quad (3.14)$$

$$L_{lk} C \frac{d^2 v_{c_2}}{dt^2} = -\frac{1}{2} L_{lk} \frac{di_{L_1}}{dt} - \frac{1}{2} L_{lk} \frac{di_{L_{d_1}}}{dt} \quad (3.15)$$

위 미분 방정식을 풀면 구간 2에서 v_{ds_2} 는 식 (3.16)과 같이 구할 수 있다.

$$V_{ds_2}(t) = A_1 \cos \omega(t-t_1) + B_1 \sin \omega(t-t_1) + K_1 \quad (3.16)$$

$$\text{식 (3.16) 에서 각각 } \omega = \sqrt{\frac{1-\alpha + \frac{L_{lk}}{L}}{2L_{lk}C_{oss}}}, \quad A_1 = -\frac{(\frac{L_{lk}}{L}+1)V_o}{\frac{L_{lk}}{L}+1-\alpha} + V_{in},$$

$$B_1 = \frac{1}{2C_{oss}\omega} (i_{L_1}(t_1) + i_{L_{d_1}}(t_1)), \quad K_1 = \frac{(\frac{L_{lk}}{L}+1)V_o}{\frac{L_{lk}}{L}+1-\alpha} \text{ 이다.}$$

누설 인덕터의 전류에 의해 V_{ds1} 이 입력 전압이 되고 V_{ds2} 가 접지 상태가 되면 소프트 스위칭으로 동작하기 위한 조건이 충족된다. 이후에 S_2 의 기생 다이오드가 도통하기 시작하며 등가 회로는 그림 3.4 (b)와 같다. 이 시점 이후에 S_2 를 턴 온 시키면 영 전압 스위칭으로 동작시킬 수 있다. 따라서 영 전압 스위칭 조건을 달성하기 위해 누설 인덕터와 스위치의 기생 커패시터 간의 공진을 통한 에너지 충방전 과정은 t_2 이전에 끝나야 한다. 이를 위한 최소의 지연 시간은 식 (3.16)의 V_{ds2} 가 접지 상태가 되는 값이다. 이를 수식으로 풀면 최소 지연 시간은 식 (3.17)과 같다.

$$t_{delay_1} \geq \frac{1}{\omega} [\arcsin(\frac{-K_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}}) - \theta_1] \quad (3.17)$$

위 식 에서 $\theta_1 = \arctan \frac{A_1}{B_1}$ 이다. 구간 2의 스위칭 시점에는 스위치의

전류 값이 크기 때문에 비교적 짧은 지연 시간 안에 공진을 마친다.

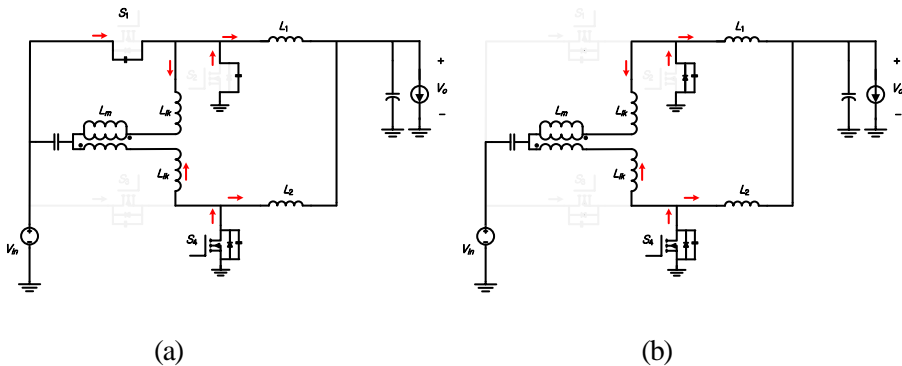


그림 3.4 벅 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때 구간 2의 등가회로 및 전류 흐름

구간 3 (t_2-t_3)

구간 3이 시작되기 전 S_2 의 드레인-소스 전압이 접지 상태가 된다. 시점 t_2 에서 S_2 는 소프트 스위칭으로 턴 온 된다. 구간 3에서는 모듈 1과 모듈 2의 인덕터는 모두 출력 측으로 에너지를 전달하고 있다. i_{L1} , i_{L2} 는 식 (3.18), (3.19)와 같다.

$$i_{L_1}(t) = -\frac{V_o}{L}(t-t_2) + \frac{V_{in}-V_o}{2L}DT + I_L \quad (3.18)$$

$$i_{L_2}(t) = -\frac{V_o}{L}(t-t_2) - \frac{D^2}{2L}V_{in}T + I_L \quad (3.19)$$

V_{ds1} 과 V_{ds2} 는 모두 접지 상태가 되며 그에 따라 이상적인 변압기, 두 개의 누설 인덕터에 인가되는 전압을 식 (3.20)-(3.22)와 같이 구할 수 있다.

$$V_L = 0 \quad (3.20)$$

$$V_{lk_1} = \frac{1}{L_{lk}}(V_{ds_1} - V_L - DV_{in}) = -\frac{DV_{in}}{L_{lk}} \quad (3.21)$$

$$V_{lk_2} = \frac{1}{L_{lk}}(V_{ds_2} - V_L - DV_{in}) = -\frac{DV_{in}}{L_{lk}} \quad (3.22)$$

누설 인덕터에 흐르는 전류는 누설 인덕터의 전압을 통해 구할 수 있다. 두 개의 누설 인덕터의 전압이 동일하기 때문에 i_{La1} , i_{La2} 의 기울기는 식 (3.23),(3.24)와 같이 동일한 음의 값을 가진다.

$$i_{La_1}(t) = -\frac{DV_{in}}{L_{lk}}(t-t_2) + \frac{1-D-\alpha}{2L_{lk}}V_{in}DT \quad (3.23)$$

$$i_{La_2}(t) = -\frac{DV_{in}}{L_{lk}}(t-t_2) + \frac{\alpha-D}{2L_{lk}}V_{in}DT \quad (3.24)$$

이로 인해 누설 인덕터의 전류는 그림 3.5 (a) – (c)와 같이 순차적으로 누설 인덕터의 전류의 방향이 바뀌게 된다. 이렇게 바뀐 전류로 인해서 t_3 가 되기 전에 그림 3.5 (d)처럼 S_4 의 방향이 바뀌게 된다. 이로 인해 구간 4에서 소프트 스위칭으로 동작할 수 있는 조건이 충족된다. 인덕터에 흐르는 전류와 누설 인덕터에 흐르는 전류의 차를 통해 S_2 , S_4 에 흐르는 전류를 구할 수 있으며 그 전류는 식 (3.25), (3.26)과 같다.

$$\begin{aligned} i_{S_2}(t) = & -\left(\frac{V_o}{L} + \frac{DV_{in}}{L_{lk}}\right)(t-t_2) \\ & + \left(\frac{V_{in}-V_o}{L} + \frac{1-D-\alpha}{L_{lk}}V_{in}\right)\frac{DT}{2} + I_L \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$i_{S_4}(t) = -\left(\frac{V_o}{L} + \frac{DV_{in}}{L_{lk}}\right)(t-t_2) - \left(\frac{D}{L} - \frac{\alpha-D}{L_{lk}}\right)\frac{DT}{2}V_{in} + I_L \quad (3.26)$$

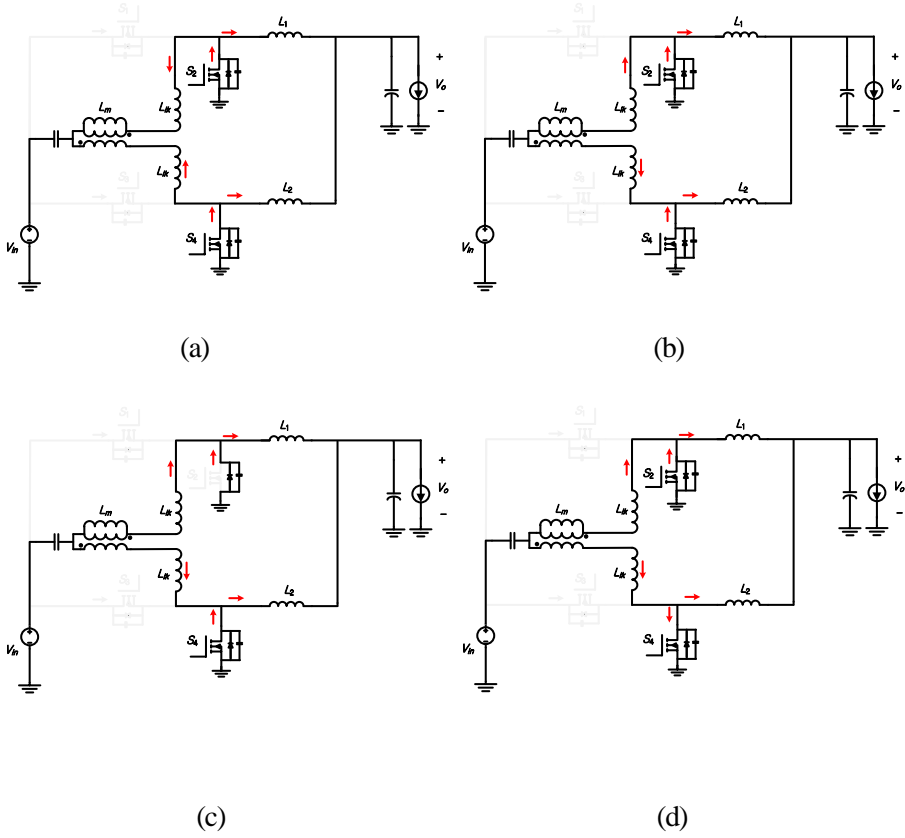


그림 3.5 벅 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때 구간 3의 등가회로 및 전류 흐름

구간 4 ($t_3 - t_4$)

구간 4는 t_3 에서 시작된다. S_4 가 턴 오프 되고 그에 따라 S_4 에 흐르던 전류가 S_3 의 소스에서 드레인으로 도통하기 시작한다. 이 전류의 에너지를 통해 S_4 의 기생 커패시터가 충전되고 S_3 의 기생 커패시터에 저장된 에너지가 방전된다. 이때 등가 회로는 그림 3.6 (a)와 같다. 이 모드 동안

누설 인덕터 L_{lk2} 는 C_{oss3} , C_{oss4} 와 공진하게 된다. 따라서 결합 인덕터의 누설 인덕터에 저장된 에너지는 공진을 통해 V_{ds3} 를 입력 전압으로 만들고 V_{ds4} 를 접지 상태로 만든다. 영 전압 스위칭 조건을 달성하기 위한 누설 인덕터와 스위치의 기생 커패시터 간의 공진을 통한 에너지 충·방전 과정은 t_4 이전에 끝나야 한다. 스위치의 전압 및 인덕터와 누설 인덕터의 초기 조건은 (3.27) - (3.30)과 같다.

$$v_{ds_3}(t_3) = V_{in} \quad (3.27)$$

$$v_{ds_4}(t_3) = 0 \quad (3.28)$$

$$i_{La_2}(t_3) = \frac{DV_{in}T}{L_{lk}} \frac{\alpha + D - 1}{2} \quad (3.29)$$

$$i_{L_2}(t_3) = -\frac{V_o}{2L}DT + I_L \quad (3.30)$$

구간 4에서의 V_{ds4} 는 식 (3.31)과 같다.

$$V_{ds_4}(t) = A_2 \cos \omega(t - t_3) + B_2 \sin \omega(t - t_3) + K_2 \quad (3.31)$$

$$\circlearrowleft \text{ 때 } \omega = \sqrt{\frac{1 - \alpha + \frac{L_{lk}}{L}}{2L_{lk}C_{oss}}}, \quad A_2 = -\frac{\frac{L_{lk}}{L}V_o + (D - \alpha)V_{in}}{\frac{L_{lk}}{L} + 1 - \alpha},$$

$$B_2 = \frac{1}{2C_{oss}\omega}(i_{L_2}(t_2) + i_{La_2}(t_2)), \quad K_2 = \frac{\frac{L_{lk}}{L}V_o + (D - \alpha)V_{in}}{\frac{L_{lk}}{L} + 1 - \alpha} \quad \text{을 의미한다.}$$

소프트 스위칭으로 회로가 동작하기 위한 최소의 지연 시간은 다음과 같다.

$$t_{delay_2} \geq \frac{1}{\omega} [\arcsin\{\frac{V_o - K_2}{\sqrt{A_2^2 + B_2^2}}\} - \theta_2] \quad (3.32)$$

위 식 에서 $\theta_2 = \arctan \frac{A_2}{B_2}$ 이다. 영 전압 스위칭 조건이 달성된 후에

스위치의 전류는 그림 3.6 (b)와 같이 S_3 의 바디 다이오드를 통해 흐르며 이 시점 이후에 스위치가 턴 온 되면 소프트 스위칭 조건이 달성된다. 구간 2에 비해 구간 4의 스위칭 시점에 스위치에 흐르는 전류가 작기 때문에 구간 2에 비해 더 많은 지연 시간을 필요로 한다.

구간 4 이후에는 구간 1- 구간 4와 동일한 동작이 반복된다.

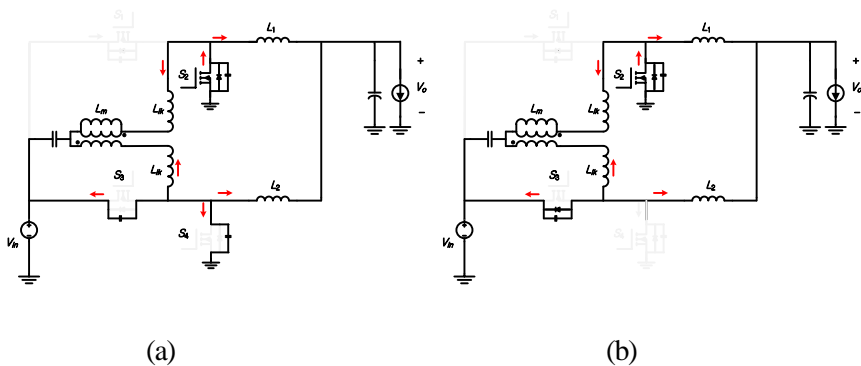


그림 3.6 벡 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때 구간 4의 등가회로 및 전류 흐름

3.1.2 시비율이 0.5보다 큰 경우의 동작 분석

본 절에서는 시비율이 0.5보다 클 때 인터리브드 벅 컨버터의 동작에 대해 기술한다. 그림 3.7은 소프트 스위칭 인터리브드 벅 컨버터의 시비율이 0.5보다 작은 경우의 주요 파형에 대해 도시하였다. 이를 기반으로 각 모드에 대한 주요 수식과 등가 회로를 기술한다.

구간 1 (t_0-t_1)

구간 1이 시작되기 전 S_3 은 턴 온 되어 있다. 시점 t_0 에서 S_1 이 턴 온 되면서 구간 1이 시작된다. 구간 1에서 모듈 1과 모듈 2는 모두 입력에서 출력 측으로 에너지를 전달하고 있다. 이 때 인덕터의 전류는 식 (3.33) - (3.34)와 같이 동일한 기울기를 가진다.

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_{in} - V_o}{L}(t - t_0) - \frac{V_{in} - V_o}{2L}DT + I_L \quad (3.33)$$

$$i_{L_2}(t) = \frac{V_{in} - V_o}{L}(t - t_0) + \frac{(1-D)^2}{2L}V_{in}T + I_L \quad (3.34)$$

구간 1에서 주 스위치가 턴 온 되기 때문에 V_{ds1} 과 V_{ds2} 는 모두 입력 전압이 되며 그에 따라 이상적인 변압기, 두 개의 누설 인덕터에 인가되는 전압을 식 (3.35)-(3.37)과 같이 구할 수 있다.

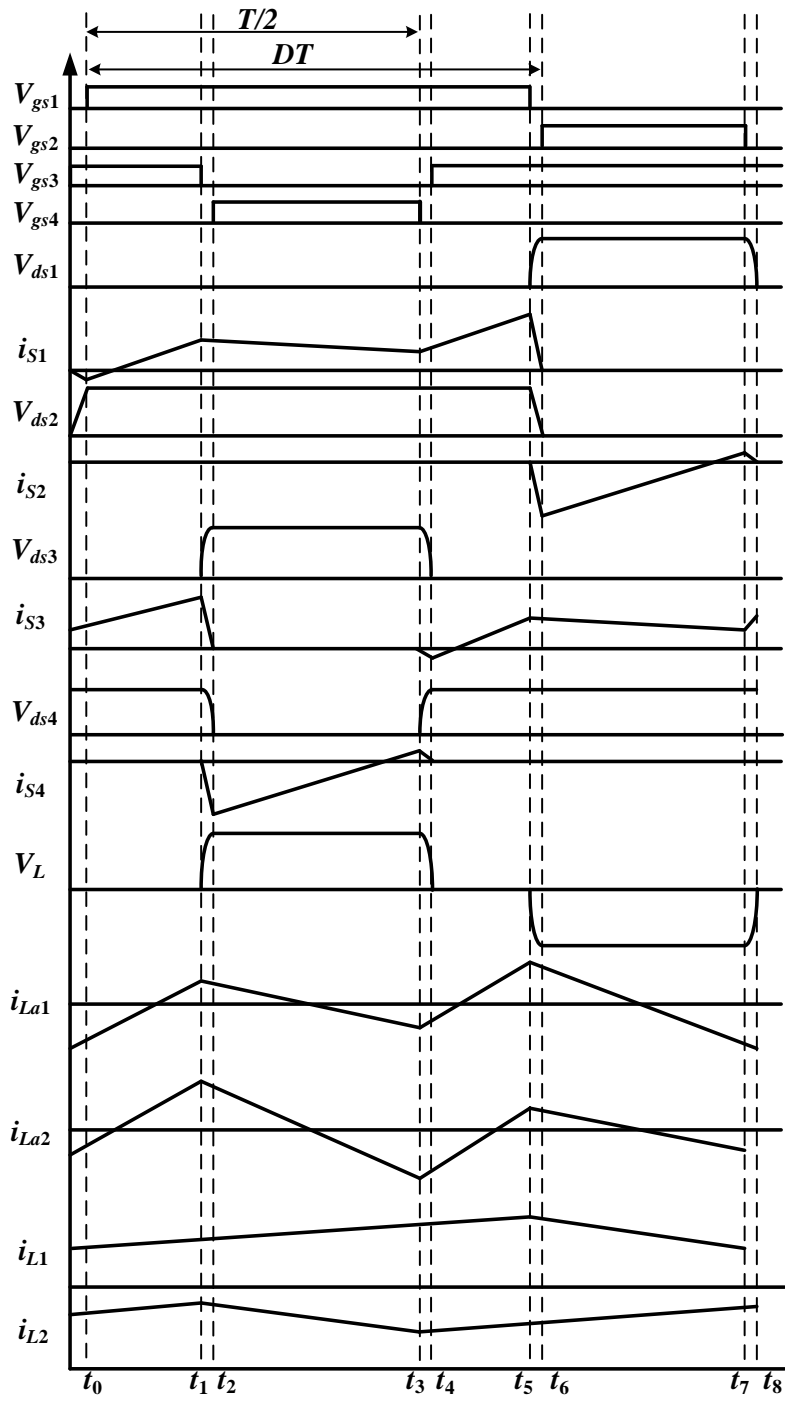


그림 3.7 시비율이 0.5보다 클 때 인터리브드 벅 컨버터의 주요 파형

$$V_L = 0V \quad (3.35)$$

$$V_{lk_1} = V_{ds_1} - V_L - DV_{in} = \frac{1-D}{L_{lk}} V_{in} \quad (3.36)$$

$$V_{lk_2} = V_{ds_2} - V_L - DV_{in} = \frac{1-D}{L_{lk}} V_{in} \quad (3.37)$$

누설 인덕터에 인가되는 전압에 의해 누설 인덕터에 흐르는 전류를 구할 수 있다. 누설 인덕터에 흐르는 전류는 구간 1이 시작되는 시점에는 음의 값을 가지며 두 개의 누설 인덕터에 흐르는 전류는 같은 기울기를 가진다. i_{La1}, i_{La2} 는 각각 식 (3.38), (3.39)와 같다.

$$i_{La_1}(t) = \frac{1-D}{L_{lk}} V_{in}(t-t_0) - \frac{D-\alpha}{2L_{lk}} V_{in}(1-D)T \quad (3.38)$$

$$i_{La_2}(t) = \frac{1-D}{L_{lk}} V_{in}(t-t_0) - \frac{\alpha+D-1}{2L_{lk}} V_{in}(1-D)T \quad (3.39)$$

누설 인덕터에 흐르는 전류의 기울기는 양의 값을 가지게 되며 그에 따라 그림 3.8 (a)-(c)와 같이 누설 인덕터의 전류의 방향이 순차적으로 바뀌게 된다. 이에 따라 스위치의 전류는 점점 커지게 된다. 스위치의 전류는 인덕터의 전류와 누설 인덕터 전류의 절댓값의 합으로 구할 수 있다. 각 모듈에 대해 인덕터와 누설 인덕터에 흐르는 전류는 동일한 기울기를 가지기 때문에 S_1 와 S_3 에 흐르는 전류의 기울기는 동일하다. i_{s1}, i_{s3} 의 전류는

각각 식 (3.40), (3.41)과 같다.

$$i_{S_1}(t) = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} + \frac{1-D}{L_{lk}} V_{in} \right) (t - t_0) - \frac{V_{in} - V_o}{2L} DT - \frac{D-\alpha}{2L_{lk}} V_{in} (1-D)T + I_L \quad (3.40)$$

$$i_{S_3}(t) = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} + \frac{1-D}{L_{lk}} V_{in} \right) (t - t_0) + \frac{(1-D)^2}{2L} V_{in} T - \frac{\alpha + D - 1}{2L_{lk}} V_{in} (1-D)T + I_L \quad (3.41)$$

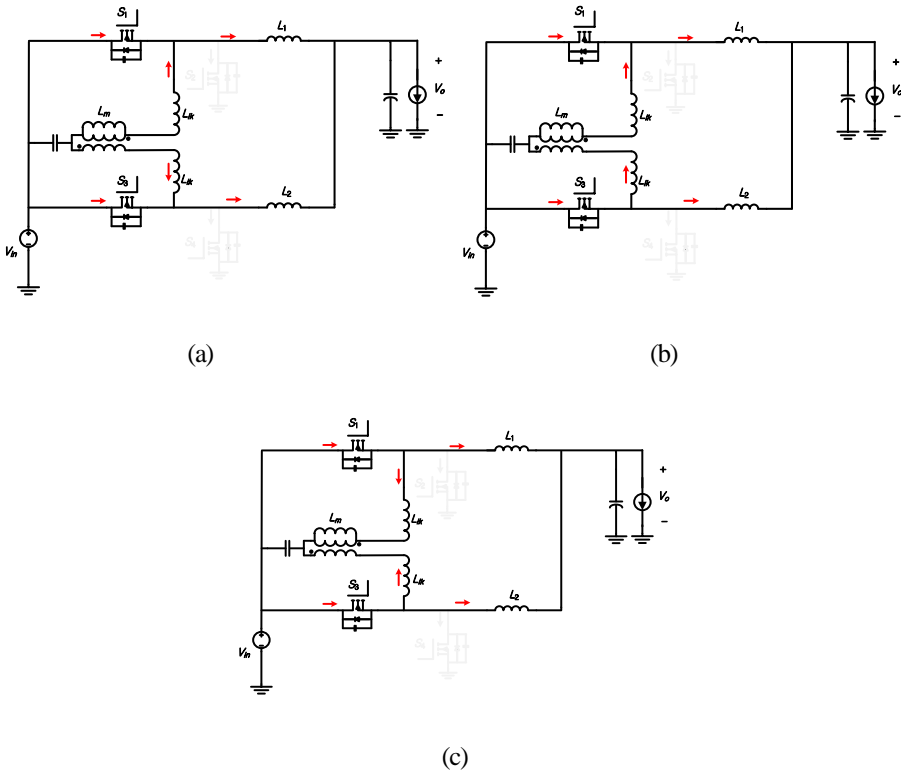


그림 3.8 벡 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때 구간 1에서 등가 회로 및 전류 흐름

구간 2 (t_1-t_2)

t_1 에서 S_3 가 턴 오프 되면서 구간 2가 시작된다. S_3 가 턴 오프 되면 S_3 의 드레인에서 소스로 흐르던 전류는 S_4 의 소스에서 드레인으로 흐르기 시작한다. 이 전류로 인해 S_3 의 기생 커패시터는 충전되고 S_4 의 기생 커패시터는 방전된다. 이 때 등가회로는 그림 3.9 (a)와 같다. 영 전압 스위칭 조건을 달성하기 위해 결합 인덕터의 누설 인덕터와 스위치의 기생 커패시터 간의 공진을 통한 에너지 충·방전 과정은 t_2 이전에 끝나야 한다. 초기 조건은 (3.42) - (3.45)와 같다.

$$v_{ds_1}(t_1) = 0 \quad (3.42)$$

$$v_{ds_2}(t_1) = V_{in} \quad (3.43)$$

$$i_{La_2}(t_1) = \frac{(D-\alpha)V_{in}T}{2L_{lk}}(1-D) \quad (3.44)$$

$$i_{L_2}(t_1) = \frac{V_{in}-V_o}{2L}DT + I_L \quad (3.45)$$

구간 2에서의 v_{ds_3} 는 식 (3.46)과 같다.

$$V_{ds3}(t) = A_3 \cos \omega(t - t_1) + B_3 \sin \omega(t - t_1) + K_3 \quad (3.46)$$

$$\text{식에서 } \omega = \sqrt{\frac{1 - \alpha}{2L_{lk}C_{oss}}}, \quad A_3 = V_{in} - \frac{\frac{L_{lk}}{L}V_o + (D - \alpha)V_{in}}{\frac{L_{lk}}{L} + 1 - \alpha},$$

$$B_3 = \frac{1}{2C_{oss}\omega}(i_{L_{u2}}(t_1) + i_{L_2}(t_1)), \quad K_3 = \frac{\frac{L_{lk}}{L}V_o + (D - \alpha)V_{in}}{\frac{L_{lk}}{L} + 1 - \alpha} \text{를 의미한다.}$$

V_{ds3} 이 입력 전압이 되고 V_{ds4} 가 접지 상태가 된 이후에 S_4 가 켜지게 되면 소프트 스위칭 조건이 달성 된다. 이후에 그림 3.9 (b)와 같이 S_4 의 바디 다이오드를 통해 전류가 도통하게 된다. 이를 위한 최소의 지연 시간은 식 (3.47)과 같다. 이 구간에서 스위치 전류의 크기는 인덕터 전류와 보조 인덕터의 전류의 절댓값이 더해진 값과 동일하기 때문에 필요한 지연시간이 상대적으로 짧다.

$$t_{delay3} \geq \frac{1}{\omega} [\arccos \{ \frac{V_{in} - K_3}{\sqrt{A_3^2 + B_3^2}} \} + \theta_3] \quad (3.47)$$

위 식 에서 $\theta_3 = \arctan \frac{B_3}{A_3}$ 이다.

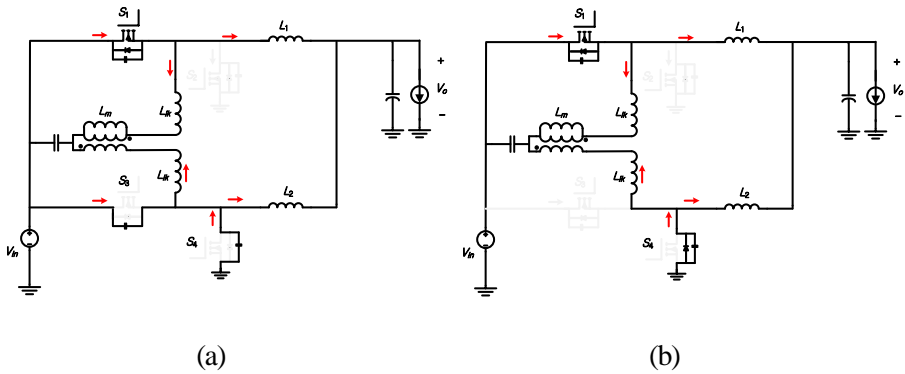


그림 3.9 벡 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때 구간 2에서 등가 회로 및 전류 흐름

구간 3 ($t_2 - t_3$)

S_4 가 턴 온 되면서 구간 3은 시작된다. S_1 은 턴 온 상태를 유지하고 있다. 구간 3에서 모듈 1은 입력 측에서 출력 측으로 에너지를 전달하고 있으며 모듈 2는 인덕터에서 출력 측으로 에너지를 전달하고 있다. 각 모듈의 인덕터 전류는 식 (3.48), (3.49)와 같다.

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_{in} - V_o}{L}(t - t_2) - \frac{(1-D)^2}{2L}V_{in}T + I_L \quad (3.48)$$

$$i_{L_2}(t) = -\frac{V_o}{L}(t - t_2) + \frac{V_{in} - V_o}{2L}DT + I_L \quad (3.49)$$

이 구간에서 V_{ds1} 은 입력 전압과 동일하고 V_{ds2} 는 접지 상태이다. 그에 따라 이상적인 변압기, 두 개의 누설 인덕터에 인가되는 전압을 식 (3.50) - (3.52)와 같이 구할 수 있다.

$$V_L = \frac{L_m}{2L_m + L_{lk}} V_{in} = \alpha V_{in} \quad (3.50)$$

$$V_{lk_2} = V_{ds_1} - V_L - DV_{in} = \frac{1-D-\alpha}{L_{lk}} V_{in} \quad (3.51)$$

$$V_{lk_2} = V_{ds_2} - V_L - DV_{in} = \frac{\alpha-D}{L_{lk}} V_{in} \quad (3.52)$$

누설 인덕터에 인가되는 전압에 의해 누설 인덕터에 흐르는 전류를 구할 수 있다. 누설 인덕터에 흐르는 전류 i_{La1}, i_{La2} 는 식 (3.53), (3.54)와 같다.

$$i_{La_1}(t) = \frac{1-D-\alpha}{L_{lk}} V_{in}(t-t_2) + \frac{D+\alpha-1}{2L_{lk}} V_{in}(1-D)T \quad (3.53)$$

$$i_{La_2}(t) = \frac{\alpha-D}{L_{lk}} V_{in}(t-t_2) - \frac{\alpha-D}{2L_{lk}} V_{in}(1-D)T \quad (3.54)$$

누설 인덕터의 기울기는 음이 되기 때문에 그림 3.10 (a)에서 (b)로 전류의 방향이 바뀌게 된다. 그에 따라 스위치의 전류로 스위칭 시점에는 그림 3.10 (c)처럼 전류의 방향이 바뀌게 되어서 주 스위치가 소프트 스위칭으로 동작이 가능하다. 스위치의 전류는 인덕터의 전류와 누설 인덕터의 차이로 구할 수 있다. i_{s1}, i_{s4} 의 전류는 각각 식 (3.55), (3.56)과 같다.

$$i_{S_1}(t) = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} + \frac{1-D-\alpha}{L_{lk}} V_{in} \right) (t - t_2) - \frac{(1-D)^2}{2L} V_{in} T + \frac{D+\alpha-1}{2L_{lk}} V_{in} (1-D) T + I_L \quad (3.55)$$

$$i_{S_4}(t) = \left(-\frac{V_o}{L} + \frac{\alpha-D}{L_{lk}} V_{in} \right) (t - t_2) + \frac{V_{in} - V_o}{2L} DT - \frac{\alpha-D}{2L_{lk}} V_{in} (1-D) T + I_L \quad (3.56)$$

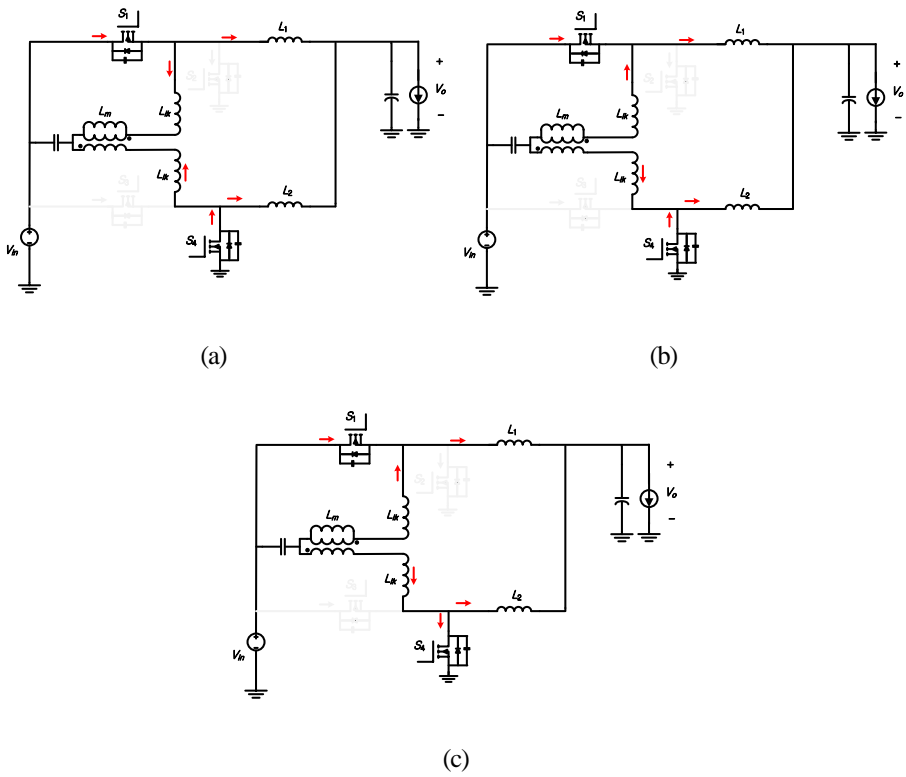


그림 3.10 벅 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때 구간 3에서 등가 회로 및 전류 흐름

구간 4 (t_3-t_4)

구간 4는 S_4 가 턴 오프 되면서 시작된다. S_4 의 드레인에서 소스로 흐르던 전류는 인덕터 전류의 연속성에 의해서 S_3 의 소스에서 드레인으로 흐르게 되고 이로 인해 S_3 의 기생 커패시터에 충전된 에너지를 방전하기 시작한다. 등가 회로는 그림 3.11 (a)와 같다. 이 모드 동안 누설 인덕터는 C_{oss1} , C_{oss2} 와 공진하게 된다. 구간 4에서의 초기 조건은 식 (3.57) - (3.60)과 같다.

$$v_{ds_3}(t_3) = V_{in} \quad (3.57)$$

$$v_{ds_4}(t_3) = 0 \quad (3.58)$$

$$i_{L_{d_2}}(t_3) = \frac{(\alpha - D)V_{in}T}{2L_{lk}}(1 - D) \quad (3.59)$$

$$i_{L_2}(t_3) = -\frac{V_o}{2L}(1 - D)T + I_L \quad (3.60)$$

이 구간에서 V_{ds3} 는 식 (3.61)과 같다.

$$V_{ds_4}(t) = A_4 \cos \omega(t - t_3) + B_4 \sin \omega(t - t_3) + K_4 \quad (3.61)$$

$$\text{위 식에서 } \omega = \sqrt{\frac{1-\alpha}{2L_{lk}C_{oss}}}, \quad A_4 = -\frac{(1-\alpha)V_o + (D-\alpha)V_{in}}{\frac{L_{lk}}{L} + 1 - \alpha},$$

$$B_4 = \frac{1}{2C_{oss}\omega}(i_{L_{u2}}(t_3) + i_{L2}(t_3)), \quad K_4 = \frac{(1-\alpha)V_o + (D-\alpha)V_{in}}{\frac{L_{lk}}{L} + 1 - \alpha} \text{를 의미한다.}$$

기생 커패시터의 방전이 끝나고 V_{ds4} 가 접지 상태가 된 이후에 S_4 가 켜지게 되면 소프트 스위칭으로 동작이 가능하게 된다. 구간 2와는 달리 스위칭 시점에 스위치에 흐르는 전류의 크기는 인덕터의 전류와 누설 인덕터의 전류의 절댓값의 차이와 같다. 따라서 공진을 위한 에너지가 구간 2에 비해 작기 때문에 구간 2에 비해 상대적으로 긴 지연 시간이 필요하다. 소프트 스위칭 동작을 위한 최소의 지연 시간은 식 (3.62)와 같다.

$$t_{delay_4} \geq \frac{1}{\omega} [\arcsin\{\frac{-K_4}{\sqrt{A_4^2 + B_4^2}}\} + \theta_4] \quad (3.62)$$

위 식에서 $\theta_4 = \arctan \frac{A_4}{B_4}$ 이다. 영 전압 스위칭 조건이 달성된 후에 주

인덕터 전류는 그림 3.11 (b)와 같이 S_3 의 바디 다이오드를 통해 흐른다.

구간 4 이후의 동작은 구간 1 - 구간 4와 동일한 동작이 반복된다.

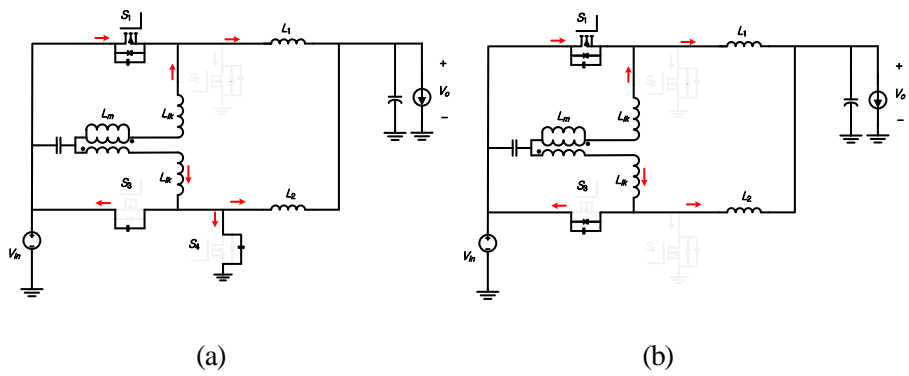


그림 3.11 벅 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때 구간 4에서 등가 회로 및 전류 흐름

3.2 소프트 스위칭 인터리브드 부스트 컨버터의 동작 분석

본 절에서는 소프트 스위칭 인터리브드 부스트 컨버터의 동작을 분석한다. 그림 3.12는 제안하는 소프트 스위칭 부스트 컨버터의 회로도이다. 제안하는 소프트 스위칭 셀을 적용하는 부스트 컨버터는 시비율이 0.5보다 작은 경우와 큰 경우 동작에 차이를 보이기 때문에 각 경우를 나누어서 분석한다.

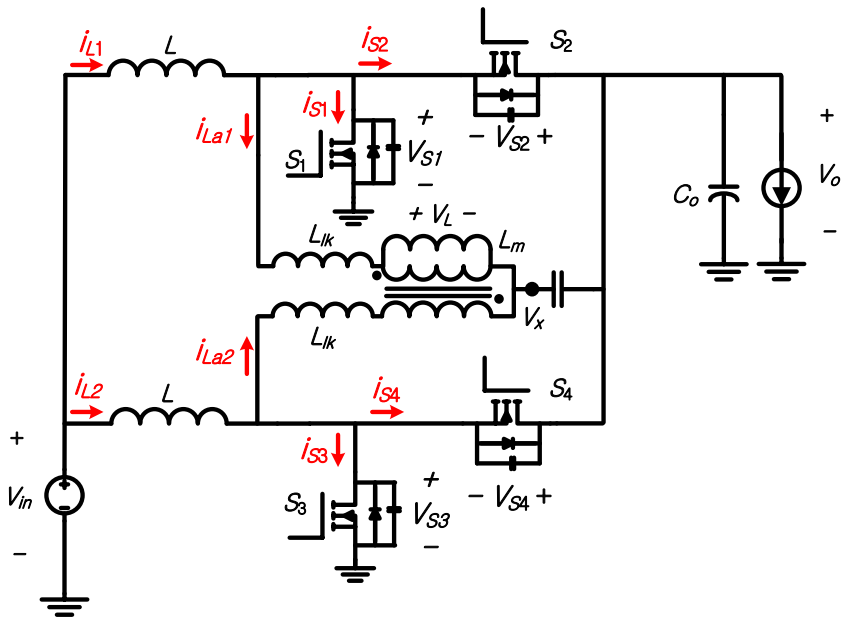


그림 3.12 제안하는 소프트 스위칭 인터리브드 부스트 컨버터

3.2.1 시비율이 0.5보다 작은 경우의 동작 분석

본 절에서는 시비율이 0.5보다 작을 때 부스트 컨버터의 동작에 대해 기술한다. 그림 3.13은 병렬 소프트 스위칭 부스트 컨버터의 시비율이 0.5보다 작은 경우의 주요 파형에 대해 도시하였다. 이를 기반으로 각 모드에 대한 주요 수식과 등가 회로를 보인다.

구간 1 (t_0 - t_1)

구간 1이 시작하기 전, S_4 는 턴 온 된 상태이고 V_{ds2} 는 출력 전압 값을 유지하고 있다. 시각 t_0 에서 S_1 이 턴 온 되면서 구간 1이 시작된다. 이 모드의 등가 회로는 그림 3.14 (a)와 같다. 이 모드에서 L_1 은 충전되고 L_2 는 출력단으로 에너지를 전달한다. 부스트 인덕터 전류의 파형은 하드 스위칭 부스트 컨버터와 동일하며 그 값은 식 (3.63), (3.64)와 같다.

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_{in}}{L}(t - t_0) - \frac{V_{in}}{2L}DT + I_L \quad (3.63)$$

$$i_{L_2}(t) = \frac{V_{in} - V_o}{L}(t - t_0) + \frac{D^2 V_o T}{2L} + I_L \quad (3.64)$$

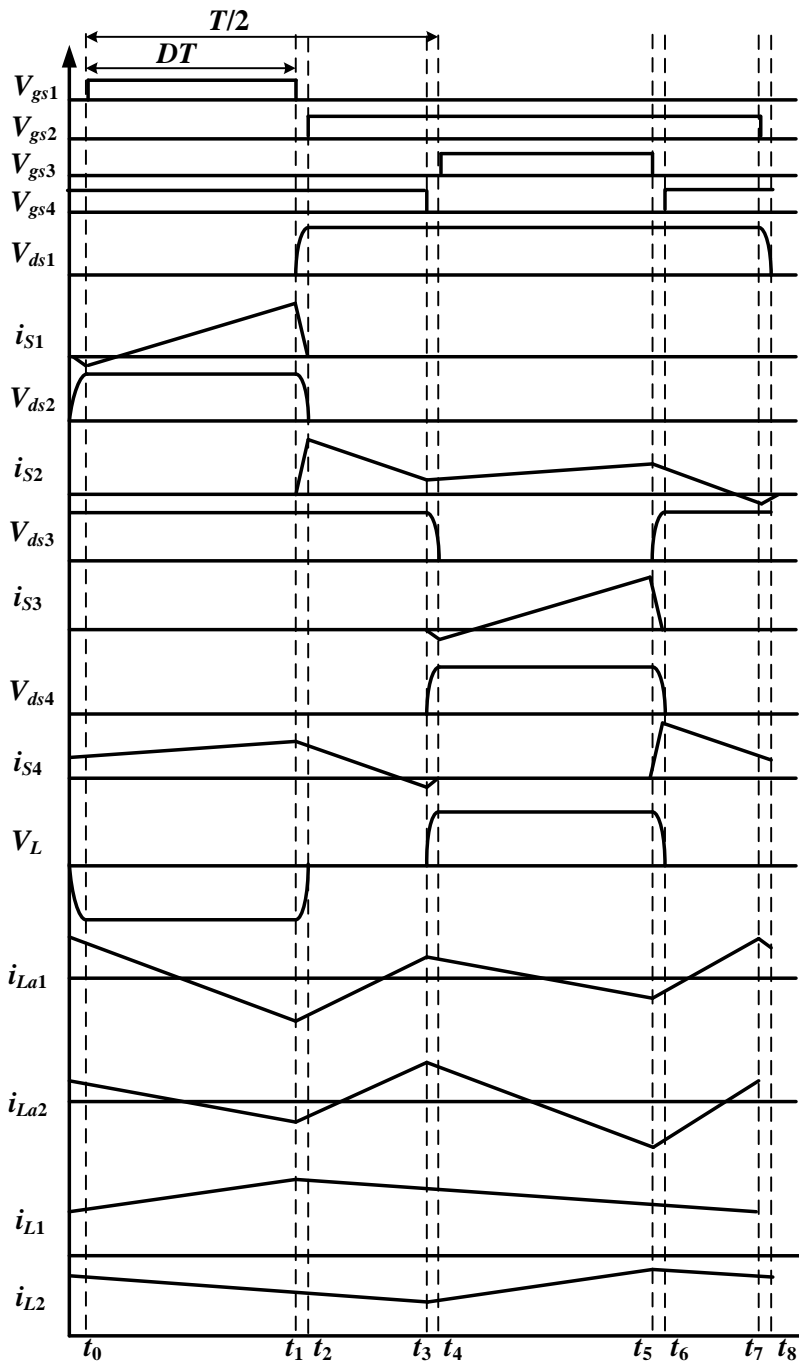


그림 3.13 시비율이 0.5보다 작은 경우의 병렬 부스트 컨버터의 주요 파형

위 식에서 L_L 은 인덕터 전류의 평균값, D 는 시비율, T 는 주기를 의미한다. 결합 인덕터의 이상적인 변압기의 양단 전압은 식 (3.65)를 통해 구할 수 있으며 이를 통해 누설 인덕터에 걸리는 전압을 식 (3.66), (3.67)과 같이 구할 수 있다.

$$V_L = -\frac{L_m}{2L_m + L_{lk}} V_o = -\alpha V_o \quad (3.65)$$

$$V_{lk1} = V_{DS1} - V_L - (1-D)V_o = \frac{\alpha + D - 1}{L_{lk}} V_o \quad (3.66)$$

$$V_{lk2} = V_{ds3} - V_L - (1-D)V_o = \frac{D - \alpha}{L_{lk}} V_o \quad (3.67)$$

이 구간에서 누설 인덕터의 기울기는 음의 값을 가지게 된다. 누설 인덕터에 흐르는 전류 i_{La1}, i_{La2} 는 식 (3.68), (3.69)와 같다.

$$i_{La1}(t) = \frac{\alpha + D - 1}{L_{lk}} V_o (t - t_o) - \frac{\alpha + D - 1}{2L_{lk}} V_o DT \quad (3.68)$$

$$i_{La2}(t) = \frac{D - \alpha}{L_{lk}} V_o (t - t_0) + \frac{\alpha - D}{2L_{lk}} V_o DT \quad (3.69)$$

위 식에서 $\alpha = \frac{L_m}{2L_m + L_{lk}}$ 이다. 구간 1에서 누설 인덕터의 전류는

감소하고 있으며 구간 1의 절반 지점에서 그림 3.14 (b)와 같이 전류의

방향이 바뀌게 된다. 스위치에 흐르는 전류는 부스트 인덕터 전류와 보조 회로의 누설 인덕터 전류의 차이를 이용하여 구할 수 있다. 이 구간의 주 스위치에 흐르는 전류는 인덕터 전류와 누설 인덕터 전류의 절댓값의 합이기 때문에 구간 2에서 소프트 스위칭으로 동작하기 용이하다. 구간 1에서 S_1 과 S_4 에 흐르는 전류는 인덕터 전류와 누설 인덕터 전류를 이용해서 식 (3.70), (3.71)과 같이 구할 수 있다.

$$i_{S_1}(t) = \left(\frac{V_{in}}{L} - \frac{\alpha + D - 1}{L_{lk}} V_o \right) (t - t_o - \frac{DT}{2}) + I_L \quad (3.70)$$

$$i_{S_4}(t) = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} - \frac{D - \alpha}{L_{lk}} V_o \right) (t - t_0) + \left(\frac{D}{L} - \frac{\alpha - D}{L_{lk}} \right) \frac{V_o DT}{2} + I_L \quad (3.71)$$

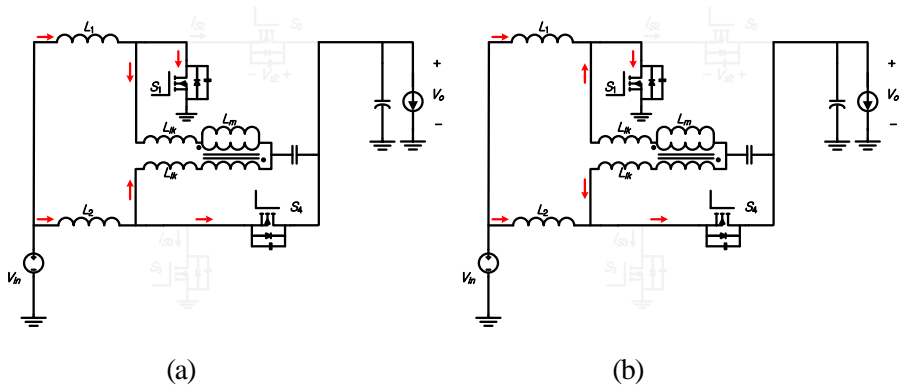


그림 3.14 부스트 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때

구간 1에서 등가 회로 및 전류 흐름

구간 2 ($t_1 - t_2$)

구간 2는 t_1 에서 시작된다. 시점 t_1 에서 S_1 이 꺼지게 되고 i_{S1} 은 감소하기 시작한다. i_{S1} 의 감소분만큼 S_2 의 소스에서 드레인으로 전류가 흐르게 되며 이 전류는 S_2 의 기생 커패시터를 방전한다. 이 때 등가 회로는 그림 3.15 (a)와 같다. 이 구간에서 누설 인덕터는 모듈 1의 스위치의 기생 커패시터와 공진하게 된다. 영 전압 스위칭 조건을 달성하기 위해 결합 인덕터의 누설 인덕터와 스위치의 기생 커패시터 간의 공진을 통한 에너지 충·방전 과정은 t_2 이전에 끝나야 한다. 시점 t_1 에서 초기 조건은 (3.72) - (3.75)와 같다.

$$v_{ds1}(t_1) = 0 \quad (3.72)$$

$$v_{ds2}(t_1) = V_o \quad (3.73)$$

$$i_{La1}(t_1) = \frac{(\alpha + D - 1)}{2L_{lk}} V_o DT \quad (3.74)$$

$$i_{L_1}(t_1) = \frac{V_{in}}{2L} DT + I_L \quad (3.75)$$

구간 2에서의 V_{ds1} 는 식 (3.76)과 같다.

$$V_{ds_1}(t) = A_5 \cos \omega(t - t_1) + B_5 \sin \omega(t - t_1) + K_5 \quad (3.76)$$

$$\text{위 식에서 } \omega = \sqrt{\frac{1 - \alpha + \frac{L_{lk}}{L}}{2L_{lk}C_{oss}}}, \quad A_5 = -\frac{\frac{L_{lk}}{L}V_{in} + (1 - D - \alpha)V_o}{1 - \alpha + \frac{L_{lk}}{L}},$$

$$B_5 = \frac{1}{2C_{oss}\omega}(i_{L_1}(t_1) + i_{L_{u1}}(t_1)), \quad K_5 = \frac{\frac{L_{lk}}{L}V_{in} + (1 - D - \alpha)V_o}{1 - \alpha + \frac{L_{lk}}{L}} \text{ 를 의미한다.}$$

V_{ds1} 이 출력 전압이 된 이후에 S_2 가 턴 온 되면 스위치를 소프트 스위칭으로 동작할 수 있다. 이를 위한 최소의 지연 시간은 식 (3.77)과 같다.

$$t_{delay_5} \geq \frac{1}{\omega} [\arcsin\{\frac{V_o - K_5}{\sqrt{A_5^2 + B_5^2}}\} + \theta_5] \quad (3.77)$$

위 식에서 $\theta_5 = \arctan \frac{A_5}{B_5}$ 이다. 영 전압 스위칭 조건이 달성된 후에 주

인덕터 전류는 그림 3.15 (b)와 같이 S_2 의 바디 다이오드를 통해 흐른다.

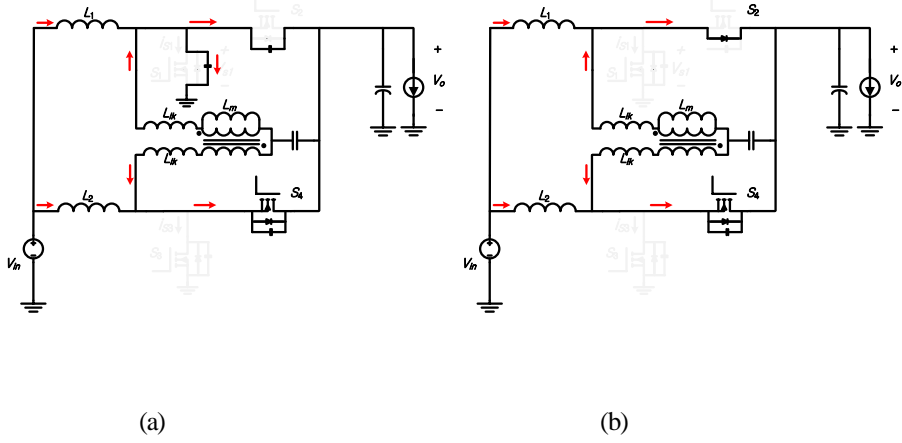


그림 3.15 부스트 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때
구간 2에서 등가 회로 및 전류 흐름

구간 3 ($t_2 \sim t_3$)

시각 t_2 에서 S_2 가 턴 온 되며 구간 3이 시작된다. 이 구간에서 두 개의 부스트 모듈은 출력단으로 에너지를 전달하고 있으며 부스트 인덕터의 전류는 식 (3.78), (3.79)와 같다.

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_{in} - V_o}{L}(t - t_2) + \frac{V_{in}}{2L}DT + I_L \quad (3.78)$$

$$i_{L_2}(t) = \frac{V_{in} - V_o}{L}(t - t_2) - \frac{D^2 V_o T}{2L} + I_L \quad (3.79)$$

이 모드에서 결합 인덕터의 양 단의 전압은 모두 출력 전압이 되며 이에 따라 변압기의 전압은 (3.80)과 같이 0V가 된다. 이에 따라 누설 인덕터의 전압은 식 (3.81), (3.82)처럼 동일한 값을 가지게 된다.

$$V_L = \alpha(V_{ds1} - V_{ds2}) = 0V \quad (3.80)$$

$$V_{lk1} = V_{ds1} - V_L - (1-D)V_o = \frac{DV_o}{L_{lk}} \quad (3.81)$$

$$V_{lk2} = V_{ds2} - V_L - (1-D)V_o = \frac{DV_o}{L_{lk}} \quad (3.82)$$

따라서 두 개의 누설 인덕터의 전류의 기울기는 동일하게 양의 값을 가지며 누설 인덕터의 전류는 식 (3.83), (3.84)와 같다.

$$i_{La1}(t) = \frac{DV_o}{L_{lk}}(t - t_2) + \frac{\alpha + D - 1}{2L_{lk}}V_oDT \quad (3.83)$$

$$i_{La2}(t) = \frac{DV_o}{L_{lk}}(t - t_2) + \frac{D - \alpha}{2L_{lk}}V_oDT \quad (3.84)$$

이에 따라 누설 인덕터의 전류는 그림 3.16 (a) - (c)와 같이 순차적으로 방향이 바뀌게 된다.

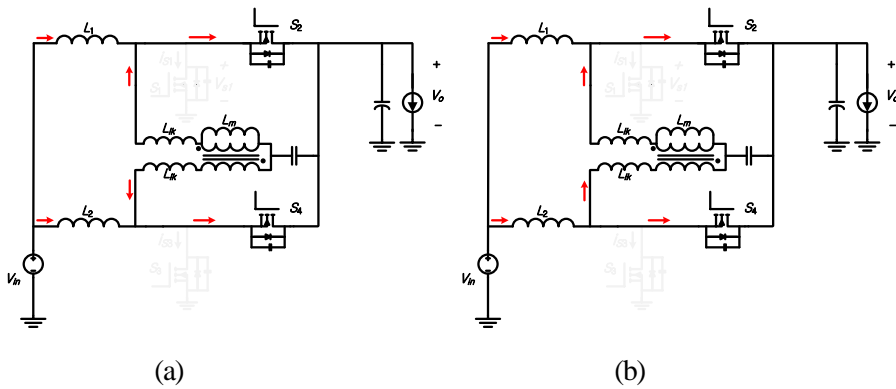
스위치의 전류는 식 (3.78), (3.79)의 주 인덕터의 전류와 식 (3.83), (3.84)의 누설 인덕터 전류의 차를 통해 구할 수 있다. 부스트 인덕터와 누설 인덕터의 전류 기울기가 모두 동일하기 때문에 모드 3에서 두 개의

스위치에 흐르는 전류는 식 (3.85), (3.86)과 같이 동일한 기울기를 가지게 된다. S_4 가 턴 오프 되는 스위칭 시점 이전에 S_4 에서 흐르던 전류의 방향이 바뀌게 되어 드레인에서 소스로 전류가 흐르게 된다.

$$i_{S_2}(t) = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} - \frac{DV_o}{L_{lk}} \right) (t - t_2) + \left(\frac{V_{in}}{L} - \frac{\alpha + D - 1}{L_{lk}} V_o \right) \frac{DT}{2} + I_L \quad (3.85)$$

$$i_{S_4}(t) = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} - \frac{DV_o}{L_{lk}} \right) (t - t_2) - \left(\frac{D}{L} - \frac{\alpha - D}{L_{lk}} \right) \frac{V_o DT}{2} + I_L \quad (3.86)$$

이에 따라 S_4 는 구간 4에서 소프트 스위칭으로 동작할 수 있다. 구간 3에서는 구간 2와는 달리 스위치의 전류의 크기는 인덕터 전류와 누설 인덕터 전류의 절댓값의 차가 된다.



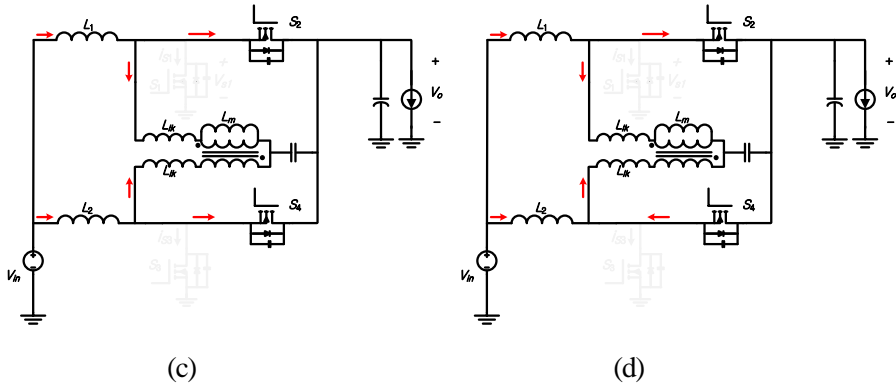


그림 3.16 부스트 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때
구간 3에서 등가 회로 및 전류 흐름

구간 4 ($t_3 \sim t_4$)

시각 t_3 에서 S_4 는 꺼지게 되고 S_4 에 흐르는 전류는 S_3 를 통해 도통하기 시작한다. 이 구간에서 i_{La2} 의 에너지를 이용하여 S_4 의 기생 커패시터를 충전하고 S_2 의 기생 커패시터를 방전한다. 이 때의 등가 회로는 그림 3.17 (a)와 같다. 구간 4에서 시각 t_3 에서 초기 조건은 식 (3.87) - (3.90)과 같다.

$$v_{ds_3}(t_3) = V_o \quad (3.87)$$

$$v_{ds_4}(t_3) = 0 \quad (3.88)$$

$$i_{La_2}(t_3) = \frac{DV_o}{L_{lk}} \left(\frac{1}{2} - D \right) T + \frac{D - \alpha}{2L_{lk}} V_o DT \quad (3.89)$$

$$i_{L_2}(t_3) = \frac{V_{in} - V_o}{L} \left(\frac{1}{2} - D \right) T - \frac{D^2 V_o T}{2L} + I_L \quad (3.90)$$

이 때 S_3 의 드레인-소스 전압은 식 (3.91)과 같이 구할 수 있다.

$$V_{ds3}(t) = A_6 \cos \omega(t - t_3) + B_6 \sin \omega(t - t_3) + K_6 \quad (3.91)$$

식에서 각각 $A_6 = V_o - \frac{\frac{L_{lk}}{L} V_{in} + (1 - D - \alpha) V_o}{1 - \alpha + \frac{L_{lk}}{L}},$

$B_6 = \frac{1}{2C_{oss}\omega} (i_{L_2}(t_3) - i_{L_{o2}}(t_3)), K_6 = \frac{\frac{L_{lk}}{L} V_{in} + (1 - D - \alpha) V_o}{1 - \alpha + \frac{L_{lk}}{L}}$ 을 의미한다.

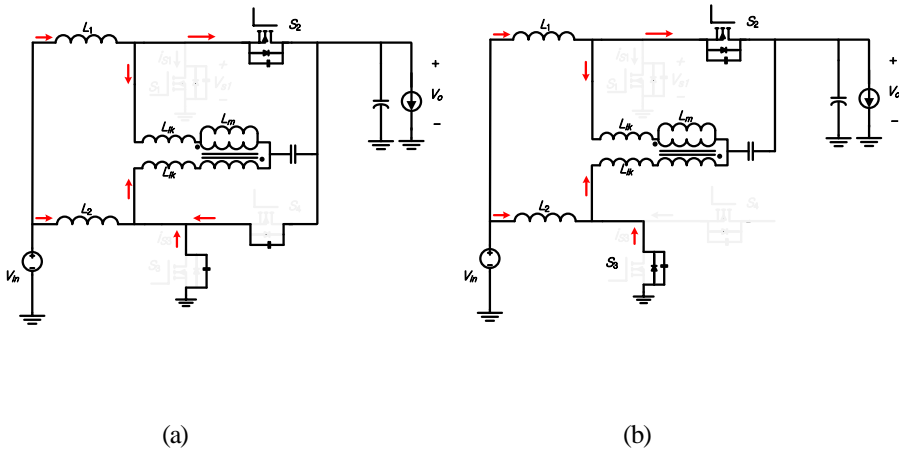


그림 3.17 부스트 컨버터의 $D < 0.5$ 일 때
구간 4에서 등가 회로 및 전류 흐름

영 전압 조건을 달성하기 위해 V_{ds3} 는 시점 t_4 이전에 접지 상태가 되어야 한다. 스위칭 시점에 전류의 차이로 인해 지연 시간은 모드 2보다 길어져야 한다. 소프트 스위칭으로 동작하기 위한 최소의 지연 시간은 식 (3.92)와 같다.

$$t_{delay_6} \geq \frac{1}{\omega} [\arcsin\{\frac{-K_6}{\sqrt{A_6^2 + B_6^2}}\} + \theta_6] \quad (3.92)$$

이 식에서 $\theta_6 = \arctan \frac{A_6}{B_6}$ 이다. 기생 커패시터와 누설 인덕터 간의 공진이 끝난 이후에는 그림 3.17 (b)와 같이 S_3 의 바디 다이오드를 통해 전류가 도통한다.

구간 4 이후의 동작은 구간 1 - 구간 4와 동일한 동작이 반복된다.

3.2.2 시비율이 0.5보다 큰 경우의 동작 분석

본 절에서는 시비율이 0.5보다 클 때의 부스트 컨버터의 동작에 대해 기술한다. 그림 3.18은 병렬 소프트 스위칭 부스트 컨버터의 시비율이 0.5보다 클 때의 주요 파형에 대해 도시하였다. 이를 기반으로 각 모드에 대한 주요 수식과 등가 회로 등을 분석한다.

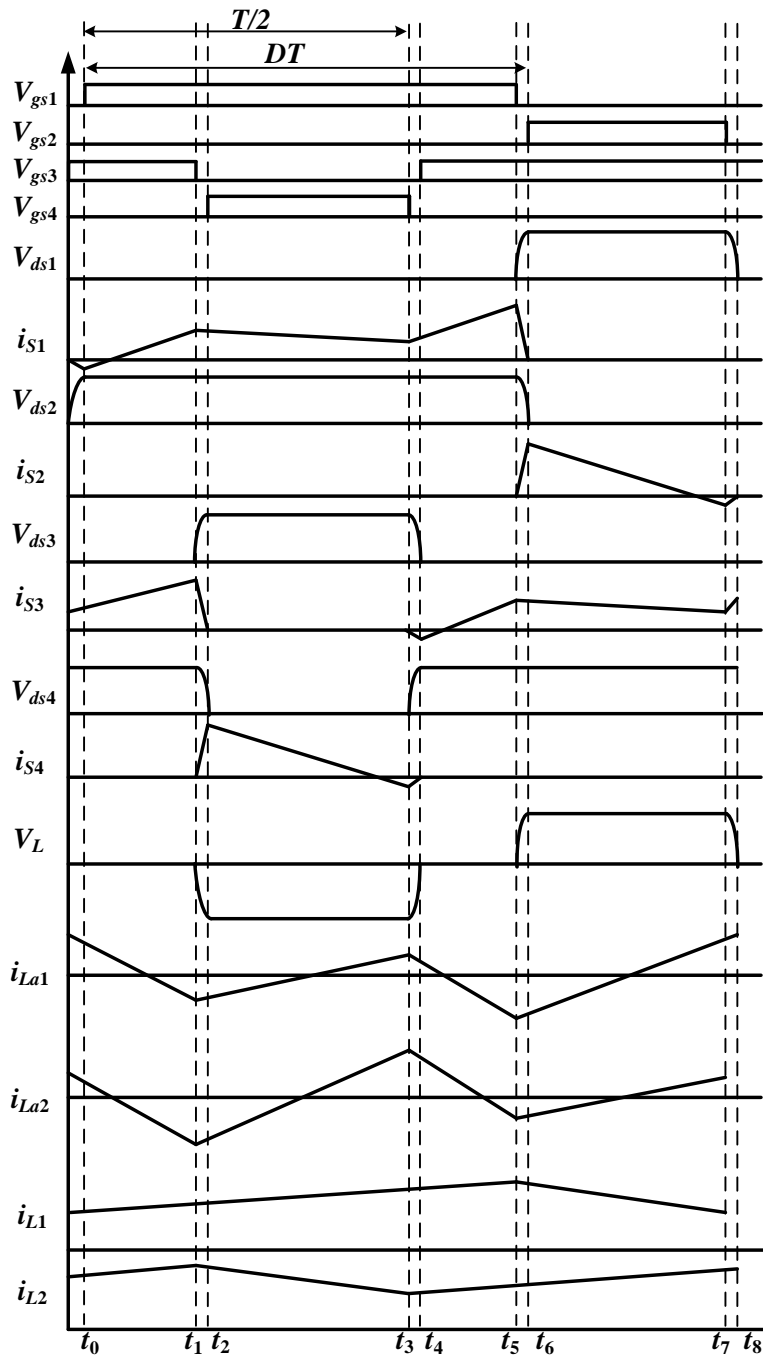


그림 3.18 시비율이 0.5보다 큰 경우의 병렬 부스트 컨버터의 동작

구간 1 (t_0 - t_1)

구간 1이 시작되기 전에 S_3 는 턴 온 되어 있으며 따라서 V_{ds2} 는 접지 상태 이다. 시각 t_0 에서 S_1 이 턴 온 되면서 구간 1이 시작된다. 이 모드에서 두 개의 모듈의 인덕터는 모두 충전되고 있다. 부스트 인덕터 전류의 동작과 개형은 일반적인 하드 스위칭 부스트 컨버터와 동일하며 식 (3.93), (3.94)와 같다.

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_{in}}{L}(t - t_o) - \frac{V_{in}}{2L}DT + I_L \quad (3.93)$$

$$i_{L_2}(t) = \frac{V_{in}}{L}(t - t_o) + \frac{V_{in}(1-D)T}{2L} + I_L \quad (3.94)$$

이 모드에서 결합 인덕터의 양 단의 전압은 모두 접지 상태이며 이에 따라 변압기에 인가되는 전압은 식 (3.95)와 같이 0V가 되며 그에 따라 누설 인덕터 양 단의 전압은 식 (3.96), (3.97)과 같이 구할 수 있다.

$$V_L = \frac{L_m}{2L_m + L_{lk}}(V_{ds_1} - V_{ds_3}) = 0V \quad (3.95)$$

$$V_{lk_1} = V_{ds_1} - V_L - (1-D)V_o = -(1-D)V_o \quad (3.96)$$

$$V_{lk_2} = V_{ds_2} - V_L - (1-D)V_o = -(1-D)V_o \quad (3.97)$$

따라서 두 개의 누설 인덕터의 전류의 기울기는 동일하며 누설 인덕터의 전류는 식 (3.98) - (3.99)와 같다.

$$i_{La_1}(t) = -\frac{1-D}{L_{lk}}V_o(t-t_o) + \frac{D-\alpha}{2L_{lk}}V_o(1-D)T \quad (3.98)$$

$$i_{La_2}(t) = -\frac{1-D}{L_{lk}}V_o(t-t_o) + \frac{\alpha+D-1}{2L_{lk}}V_o(1-D)T \quad (3.99)$$

이에 따라 그림 3.19 (a)-(c)와 같이 누설 인덕터의 전류는 순차적으로 그 방향이 바뀌게 된다. 스위치의 전류는 인덕터의 전류와 누설 인터의 전류의 식을 통해 얻을 수 있다. 부스트 인덕터와 누설 인덕터의 전류 기울기가 모두 동일하기 때문에 모드 3에서 두 개의 스위치에 흐르는 전류는 식 (3.100), (3.101)과 같이 동일한 기울기를 가지게 된다.

$$i_{S_1}(t) = \left(\frac{V_{in}}{L} + \frac{1-D}{L_{lk}}V_o\right)(t-t_o) - \frac{V_{in}}{2L}DT - \frac{D-\alpha}{2L_{lk}}V_o(1-D)T + I_L \quad (3.100)$$

$$i_{S_3}(t) = \left(\frac{V_{in}}{L} + \frac{1-D}{L_{lk}}V_o\right)(t-t_o) + \frac{V_{in}}{2L}(1-D)T - \frac{\alpha+D-1}{2L_{lk}}V_o(1-D)T + I_L \quad (3.101)$$

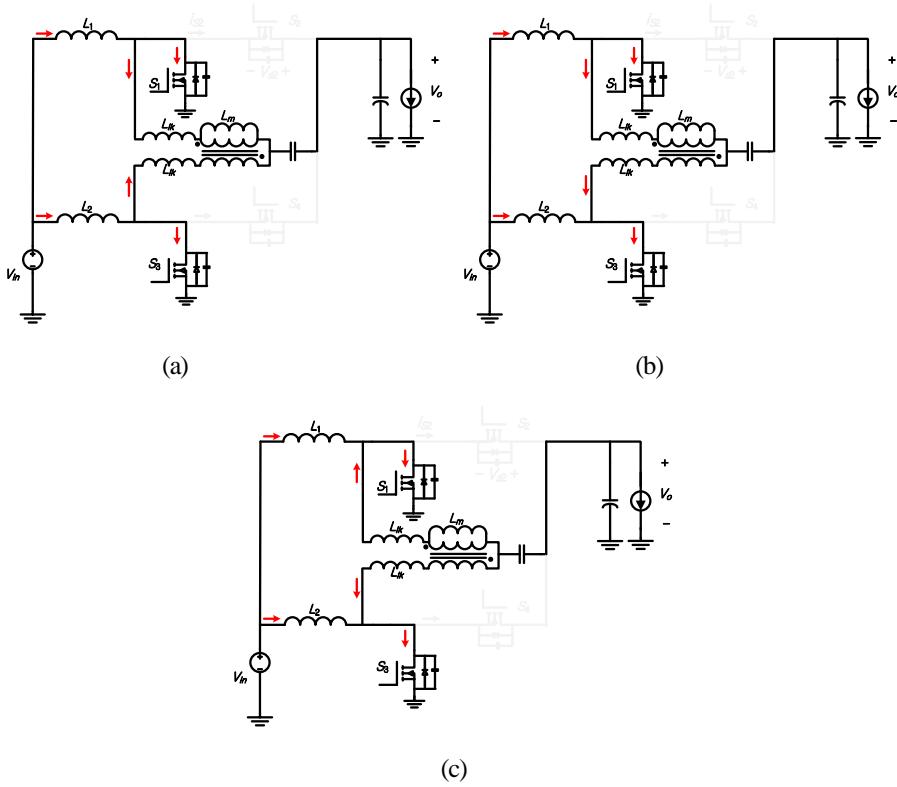


그림 3.19 부스트 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때
구간 1에서 등가 회로 및 전류 흐름

구간 2 ($t_1 - t_2$)

구간 2는 t_1 에서 시작된다. 시점 t_1 에서 S_3 가 꺼지게 되고 그에 따라 S_3 의 전류는 감소하고 감소분만큼 동기 스위치 S_4 의 소스에서 드레인으로도통하기 시작한다. 이 전류는 S_3 의 기생 커패시터의 에너지를 충전하고 S_4 의 기생 커패시터의 에너지를 방전한다. 이 때의 등가 회로는 그림 3.20

(a)와 같다. 이 모드 동안 누설 인덕터는 C_{oss3} , C_{oss4} 와 공진하게 된다. 따라서 결합 인덕터의 에너지를 이용하여 V_{ds3} 를 출력 전압으로 만들고 V_{ds4} 를 접지 상태로 만든다. 영 전압 스위칭 조건을 달성하기 위해 결합 인덕터와 스위치 간의 공진을 통한 에너지 충·방전 과정은 t_2 이전에 끝나야 한다. 구간 2에서의 초기 조건은 (3.102) - (3.105)와 같다.

$$v_{ds_3}(t_1) = 0 \quad (3.102)$$

$$v_{ds_2}(t_1) = V_o \quad (3.103)$$

$$i_{La_2}(t_1) = \frac{(\alpha - D)V_o T}{2L_{lk}}(1 - D) \quad (3.104)$$

$$i_{L_2}(t_1) = \frac{V_{in}}{2L}DT + I_L \quad (3.105)$$

구간 2에서의 V_{ds3} 은 식 (3.106)과 같다.

$$V_{ds_3}(t) = A_7 \cos \omega(t - t_1) + B_7 \sin \omega(t - t_1) + K_7 \quad (3.106)$$

$$\text{위 식에서 } \omega = \sqrt{\frac{1 - \alpha}{2L_{lk}C_{oss}}}, \quad A_7 = -\frac{\frac{L_{lk}}{L}V_{in} + (1 - D)V_o}{L_{lk} + 1 - \alpha},$$

$$B_7 = \frac{1}{2C_{oss}\omega}(i_{L_2}(t_1) - i_{La_2}(t_1)), \quad K_7 = \frac{\frac{L_{lk}}{L}V_{in} + (1 - D)V_o}{L_{lk} + 1 - \alpha} \text{를 의미한다.}$$

V_{ds3} 이 출력 전압이 된 이후에 S_2 가 켜지게 되면 소프트 스위칭 조건이 달성 된다. 이를 위한 최소의 지연 시간은 다음과 같다.

$$t_{delay_7} \geq \frac{1}{\omega} [\arcsin\{\frac{V_o - K_7}{\sqrt{A_7^2 + B_7^2}}\} - \theta_7] \quad (3.107)$$

위 식 에서 $\theta_7 = \arctan \frac{A_7}{B_7}$ 이다. 영 전압 스위칭 조건이 달성된 후에 주 인

덕터 전류는 그림 3.20 (b)와 같이 S_4 의 바디 다이오드를 통해 흐른다.

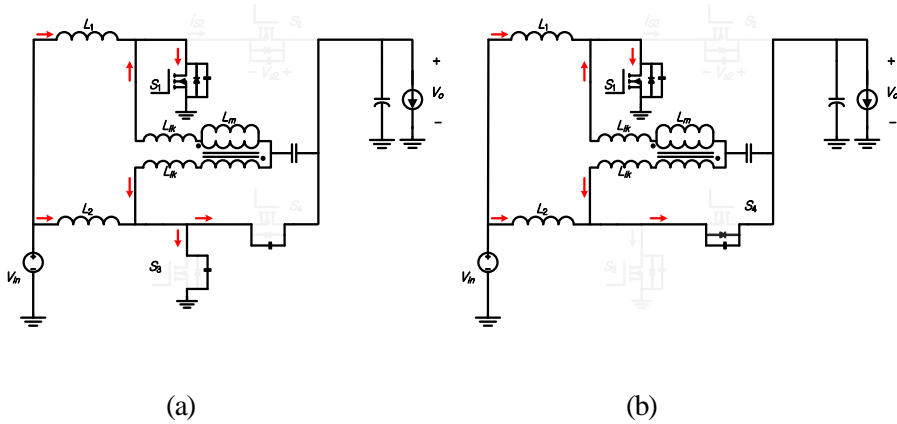


그림 3.20 부스트 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때

구간 2에서 등가 회로 및 전류 흐름

구간 3 (t_2 - t_3)

S_4 가 켜지면서 구간 3이 시작된다. 모듈 1의 인덕터는 충전되고 있는 상태이며 모듈 2는 구간 3에서 출력 측으로 에너지를 전달한다. 인덕터 전류는 각각 식 (3.108), (3.109)와 같다.

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_{in}}{L}(t-t_2) + \frac{V_{in}}{2L}(D-1)T + I_L \quad (3.108)$$

$$i_{L_2}(t) = \frac{V_{in}-V_o}{L}(t-t_2) + \frac{V_{in}DT}{2L} + I_L \quad (3.109)$$

결합 인덕터의 양 단은 각각 접지 상태, 출력 전압이 인가되게 되며 그에 따라 결합 인덕터의 이상적인 변압기의 전압과 두 개의 누설 인덕터의 전압은 식 (3.110) - (3.112)와 같다.

$$V_L = \frac{L_m}{2L_m + L_{lk}} V_{in} \quad (3.110)$$

$$V_{lk1} = V_{ds1} - V_L - (1-D)V_o = \frac{\alpha + D - 1}{L_{lk}} V_o \quad (3.111)$$

$$V_{lk2} = V_{ds2} - V_L - (1-D)V_o = \frac{D - \alpha}{L_{lk}} V_o \quad (3.112)$$

이 전압에 의해 누설 인덕터에 흐르는 전류가 결정되게 된다. 구간 3이 시작될 때 누설 인덕터 전류는 그림 3.21 (a)와 같이 음의 값을 가지고

있으며 구간 3의 절반이 되는 시점에 그림 3.21 (b)와 같이 두 개의 누설 인덕터 모두 전류의 방향이 바뀌게 된다. 누설 인덕터에 흐르는 전류는 각각 식 (3.113), (3.114)와 같다.

$$i_{L_{a_1}}(t) = \frac{\alpha + D - 1}{L_{lk}} V_o(t - t_2) - \frac{\alpha + D - 1}{2L_{lk}} V_o(1 - D)T \quad (3.113)$$

$$i_{L_{a_2}}(t) = \frac{D - \alpha}{L_{lk}} V_o(t - t_2) - \frac{D - \alpha}{2L_{lk}} V_o(1 - D)T \quad (3.114)$$

S_1 과 S_4 에 흐르는 전류는 각 모듈의 인덕터와 누설 인덕터에 흐르는 전류의 차이를 통해 식 (3.115), (3.116)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{S_1}(t) = & \left(\frac{V_{in}}{L} - \frac{\alpha + D - 1}{L_{lk}} V_o \right) (t - t_2) \\ & + \frac{V_{in}}{2L} (D - 1)T + \frac{\alpha + D - 1}{2L_{lk}} V_o(1 - D)T + I_L \end{aligned} \quad (3.115)$$

$$\begin{aligned} i_{S_4}(t) = & \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} - \frac{D - \alpha}{L_{lk}} V_o \right) (t - t_2) \\ & + \frac{V_{in}}{2L} DT + \frac{D - \alpha}{L_{lk}} \frac{V_o(1 - D)T}{2} + I_L \end{aligned} \quad (3.116)$$

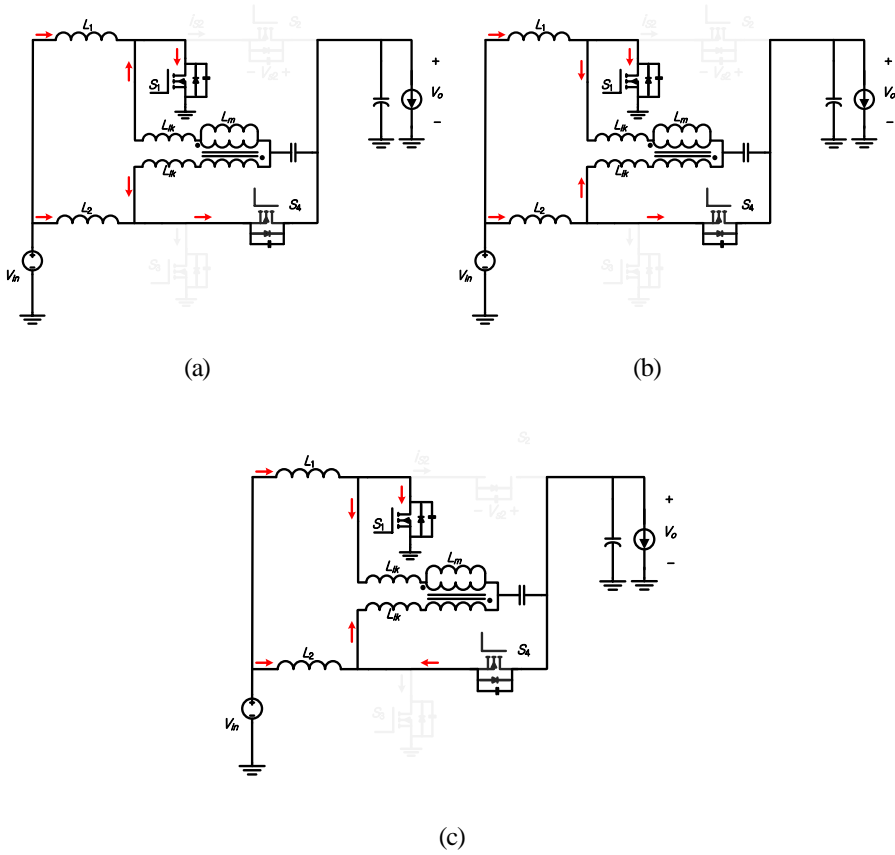


그림 3.21 부스트 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때
구간 3에서 등가 회로 및 전류 흐름

구간 4

구간 4는 t_3 에서 시작된다. 시점 t_3 에서 S_4 가 꺼지게 되고 i_{S4} 은 감소하기 시작한다. i_{S4} 의 감소분만큼 S_3 으로 전류가 흐르게 되며 이 전류는 S_3 의 기생 커패시터를 방전하기 시작한다. 이 때의 등가 회로는 그림 3.22 (a)와 같다. 이 모드 동안 누설 인덕터는 C_{oss3} , C_{oss4} 와 공진하게 된다. 따라서

결합 인덕터의 에너지를 이용하여 V_{ds3} 를 0으로 만들고 V_{ds4} 를 출력 전압으로 만든다. 영 전압 스위칭 조건을 달성하기 위해 결합 인덕터와 스위치 간의 공진을 통한 에너지 충방전 과정은 t_4 이전에 끝나야 한다. 이 구간에서 t_3 에서 드레인-소스 전압, 주 인덕터와 누설 인덕터의 전류는 (3.117) - (3.120)과 같다.

$$v_{ds_1}(t_3) = V_o \quad (3.117)$$

$$v_{ds_2}(t_3) = 0 \quad (3.118)$$

$$i_{La_2}(t_3) = \frac{(D-\alpha)V_o}{2L_{lk}}(1-D)T \quad (3.119)$$

$$i_{L_2}(t_3) = -\frac{V_{in}}{2L}DT + I_L \quad (3.120)$$

구간 4에서의 V_{ds3} 은 식 (3.121) 과 같다.

$$V_{ds_3}(t) = A_8 \cos \omega t + B_8 \sin \omega t + K_8 \quad (3.121)$$

$$\text{위 식에서 } \omega = \sqrt{\frac{1-\alpha}{2L_{lk}C_{oss}}}, \quad A_8 = V_o - \frac{\frac{L_{lk}}{L}V_{in} + (1-D)V_o}{\frac{L_{lk}}{L} + 1 - \alpha},$$

$$B_8 = \frac{1}{2C_{oss}\omega}(i_{L_2}(t_3) - i_{L_{a2}}(t_3)), \quad K_8 = \frac{\frac{L_{lk}}{L}V_{in} + (1-D)V_o}{\frac{L_{lk}}{L} + 1 - \alpha} \text{를 의미한다.}$$

V_{ds3} 이 접지 상태가 된 이후에 S_4 가 턴 온 되면 소프트 스위칭으로 동작할 수 있다. 이를 위한 최소의 지연 시간은 식 (3.122)와 같다.

$$t_{delay_8} \geq \frac{1}{\omega} [\arcsin\{\frac{-K_8}{\sqrt{A_8^2 + B_8^2}}\} - \theta_8] \quad (3.122)$$

위 식 에서 $\theta_8 = \arctan \frac{A_8}{B_8}$ 이다. 영 전압 스위칭 조건이 달성된 후에 주

인덕터 전류는 그림 3.22 (b)와 같이 S_3 의 바디 다이오드를 통해 도통한다.

이후 주 스위치를 턴 온 시키면 소프트 스위칭으로 동작이 가능하다.

구간 4 이후의 동작은 구간 1 - 구간 4와 동일한 동작이 반복된다.

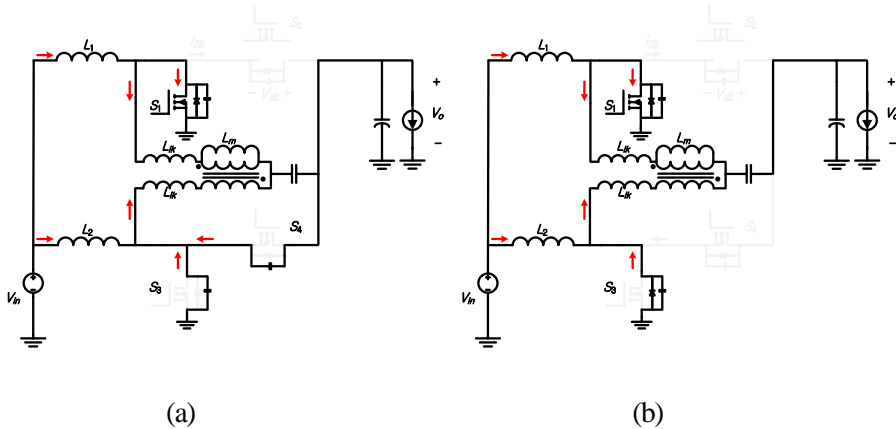


그림 3.22 부스트 컨버터의 $D > 0.5$ 일 때

구간 4에서 등가 회로 및 전류 흐름

제 4 장 제안하는 컨버터의 설계 고려 사항

본 장에서는 제안하는 인터리브드 컨버터가 도통 손실의 증가분을 최소화 하면서 스위치가 소프트 스위칭으로 동작하기 위한 보조 소프트 스위칭 셀의 설계 고려 사항에 대해 기술한다. 보조 커패시터는 결합 인덕터의 동작점을 형성해 주는 역할을 하기 때문에 설계 시에는 전압 맥동이 회로의 동작에 영향을 주지 않는 범위에서 커패시터의 값을 결정하도록 한다. 도통 손실의 저감과 소프트 스위칭 범위는 결합 인덕터의 설계에 의해 이루어진다. 도통 손실을 결정하는 요인은 결합 인덕터의 누설 인덕터와 자화 인덕터의 비이며 이를 분석하여 도통 손실의 최소화 할 수 있는 설계에 대해 기술한다. 또한 도통 손실 조건을 고려하여 컨버터의 스위치가 소프트 스위칭으로 동작할 수 있는 누설 인덕터의 최댓값을 기술한다. 동작 모드 분석에서 확인할 수 있듯이 벡 컨버터와 부스트 컨버터는 동작 파형이 유사하기 때문에 소프트 스위칭 보조 회로를 적용한 컨버터의 도통 손실 분석은 부스트 모드에 대해서만 기술 한다.

제안하는 회로가 모든 영역에서 소프트 스위칭으로 동작하기 위해서는 정격 기준으로 보조 회로가 설계되어야 하기 때문에 정격 이외의 영역에서는 잉여 순환 전류가 발생하게 된다. 이러한 잉여 순환 전류는 효율을 감소시키는 원인이 되며 본 장의 2절에서는 부하에 따라 주파수를 변조하여 이러한 잉여 순환 전류를 최소화하여 회로의 효율을 향상시키는 방법에 대해 기술한다.

4.1 소프트 스위칭 셀의 설계

4.1.1 전류 맥동과 전압 이득

동작 분석에서 확인할 수 있듯이 제안하는 보조 소프트 스위칭 셀은 인덕터의 전류 파형에 영향을 주지 않는다. 따라서 제안하는 셀 구조를 적용한 인터리브드 벅 컨버터와 부스트 컨버터의 인덕터 전류 파형은 하드 스위칭 인터리브드 컨버터의 인덕터 전류 파형과 동일하다. 식 (4.1) - (4.4)를 통해 제안하는 컨버터의 인덕터 전류와 입력 전류의 맥동 범위를 구할 수 있다.

$$\Delta i_L = \frac{V_o}{L} DT \quad \text{for buck converter} \quad (4.1)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L} DT \quad \text{for boost converter} \quad (4.2)$$

$$\Delta i_{in} = \begin{cases} \frac{V_{in}}{L} (1-2D)DT & \text{when } D < 0.5 \text{ of buck converter} \\ \frac{V_{in}}{L} (2D-1)(1-D)T & \text{when } D > 0.5 \text{ of buck converter} \end{cases} \quad (4.3)$$

$$\Delta i_o = \begin{cases} \frac{V_o}{L} (1-2D)DT & \text{when } D < 0.5 \text{ of boost converter} \\ \frac{V_o}{L} (2D-1)(1-D)T & \text{when } D > 0.5 \text{ of boost converter} \end{cases} \quad (4.4)$$

컨버터의 전압 이득은 인덕터의 voltage-second balance를 통해 구한다. 인덕터의 전류 파형이 동일하기 때문에 제안하는 셀 구조를 적용한 인터리브드 벅 컨버터와 부스트 컨버터의 전압 이득은 각각 식 (4.5), (4.6)과 같이 하드 스위칭 벅 컨버터, 부스트 컨버터와 동일하다.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D \quad \text{for buck converter} \quad (4.5)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad \text{for boost converter} \quad (4.6)$$

4.1.2 보조 회로의 설계

보조 커패시터 설계

제안하는 영 전압 천이 셀은 결합 인덕터와 보조 커패시터로 이루어져 있다. 소프트 스위칭 셀에서 보조 커패시터의 역할은 결합 인덕터의 동작점을 형성해 주는 것이다. 따라서 보조 커패시터 설계 시에는 직류 전압원으로 가정이 가능하도록 전압의 맥동 범위를 정해서 회로의 동작에 영향을 주지 않도록 설계하면 된다. 보조 커패시터에 흐르는 전류는 누설 인덕터에 흐르는 전류의 합과 같다. 이 전류를 적분하면 커패시터에 인가되는 전압의 맥동 범위를 구할 수 있으며 인터리브드 벅 컨버터와

부스트 컨버터에 대해 전압의 맥동 범위는 각각 식 (4.7), (4.8)과 같다.

$$\Delta v_c = \begin{cases} \frac{V_{in}}{8L_{lk}C_a} T^2 D \left(\frac{1}{2} - D \right) & \text{for buck } D < 0.5 \\ \frac{V_{in}}{8L_{lk}C_a} T^2 (1-D) \left(D - \frac{1}{2} \right) & \text{for buck } D > 0.5 \end{cases} \quad (4.7)$$

$$\Delta v_c = \begin{cases} \frac{V_o}{8L_{lk}C_a} T^2 D \left(\frac{1}{2} - D \right) & \text{for boost } D < 0.5 \\ \frac{V_o}{8L_{lk}C_a} T^2 (1-D) \left(D - \frac{1}{2} \right) & \text{for boost } D > 0.5 \end{cases} \quad (4.8)$$

따라서 전압 맥동의 범위에 따라 보조 커패시터의 최소값은 벅 컨버터와 부스트 컨버터에 대해 각각 식 (4.9), (4.10)과 같이 결정할 수 있다.

$$C_{a_min} = \begin{cases} \frac{V_{in}}{8L_{lk}\Delta v_c} T^2 D \left(\frac{1}{2} - D \right) & \text{for buck } D < 0.5 \\ \frac{V_{in}}{8L_{lk}\Delta v_c} T^2 (1-D) \left(D - \frac{1}{2} \right) & \text{for buck } D > 0.5 \end{cases} \quad (4.9)$$

$$C_{a_min} = \begin{cases} \frac{V_o}{8L_{lk}\Delta v_c} T^2 D \left(\frac{1}{2} - D \right) & \text{for boost } D < 0.5 \\ \frac{V_o}{8L_{lk}\Delta v_c} T^2 (1-D) \left(D - \frac{1}{2} \right) & \text{for boost } D > 0.5 \end{cases} \quad (4.10)$$

보조 결합 인덕터 설계

스위치의 소프트 스위칭 동작 및 도통 손실의 증가분의 저감은 결합 인덕터의 최적 설계를 통해 이루어진다. 일반적인 병렬 컨버터의 구조에서 각 모듈에서 전달하는 전력은 동일하기 때문에 결합 인덕터 내의 이상적인 변압기의 턴비는 1:1로 설계 하고 두 개의 누설 인덕터는 동일한 값을 가지도록 설계 한다. 따라서 설계 시에 고려할 요소는 누설 인덕터와 자화 인덕터의 값이다. 누설 인덕터는 스위칭 시점에 기생 커패시터와 공진을 통해 회로의 스위치가 영 전압으로 동작 할 수 있도록 값을 결정 한다. 또한 누설 인덕터와 자화 인덕터의 비는 누설 인덕터의 전류 파형의 기울기를 결정하여 도통 손실을 결정하는 요인이다. 따라서 설계 시에 두 조건에 대한 적절한 고려를 통해서 최적의 값을 설계하도록 한다. 누설 인덕턴스와 자화 인덕턴스의 비, α 는 식 (4.11)과 같다.

$$\alpha = \frac{L_m}{2L_m + L_{lk}} \quad (4.11)$$

3장의 동작 분석 식에서 확인할 수 있듯, α 의 값과 시비율의 값에 따라 누설 인덕터와 전류 파형은 다르게 나타날 수 있다. 시비율이 0.5보다 작은 경우에는 α 와 시비율, 시비율이 0.5보다 클 때는 α 와 (1 - 시비율)의 차이에 따라 누설 인덕터와 스위치 전류의 개형이 결정 된다. 그림 4.1과 그림 4.2는 시비율이 0.5보다 작을 때, 각각 α 의 값이 시비율보다 큰 경우와 작은 경우에 대한 누설 인덕터와 동기 스위치 전류의 파형을

도시한다. 이 때 주 스위치의 전류 파형은 α 의 값에 관계 없이 동일하므로 생략한다. 시비율이 0.5보다 큰 경우는 α 값이 $(1 - \text{시비율})$ 보다 큰 경우와 작은 경우로 파형이 나뉜다. 그림 4.3과 그림 4.4는 시비율이 0.5보다 클 때, 각각 α 의 값이 시비율보다 큰 경우와 작은 경우에 대한 누설 인덕터와 주 스위치의 전류 파형을 도시한다. 이 때는 동기 스위치의 전류 파형이 동일하므로 주 스위치의 전류만 도시한다. 서술의 편의를 위해서 그림 4.1과 그림 4.3의 경우를 case 1으로 두고 그림 4.2와 그림 4.4의 경우를 case 2라고 정의한다.

$$\text{case 1:} \begin{cases} \alpha > D & \text{for } D < 0.5 \\ \alpha > (1 - D) & \text{for } D > 0.5 \end{cases}$$

$$\text{case 2:} \begin{cases} \alpha < D & \text{for } D < 0.5 \\ \alpha < (1 - D) & \text{for } D > 0.5 \end{cases}$$

스위치 전류는 소프트 스위칭 동작을 위해 스위칭 시점에 0보다 작은 값을 가져야 하지만 도통 손실 분석 시에는 분석의 편의를 위해 0으로 가정 한다. 3장의 모드 분석에서 확인할 수 있듯이 구간 1과 3에서 기울기는 동일하기 때문에 $I_{s,p}$ 와 $I_{s,m}$ 이 동일하다고 가정하면 $D < 0.5$ 일 때 case 1에서 구간 3의 최댓값과 case 2에서 구간 1의 최솟값은 $I_{s,p} - I_{s,m}$ 으로 동일하게 된다. $D > 0.5$ 일 때는 case 1에서 구간 1의 최댓값과 case 2의 구간 3의 최솟값이 동일하다.

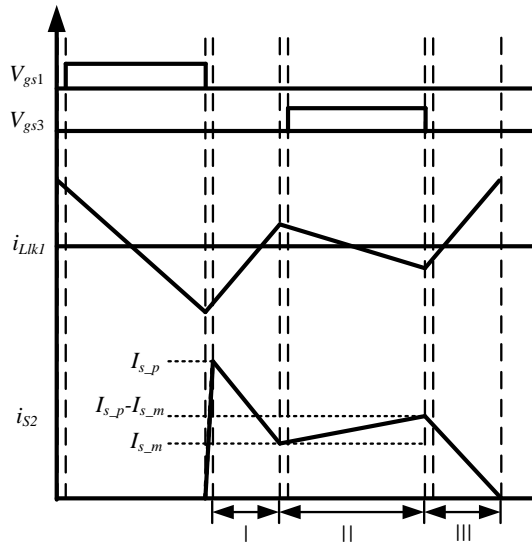


그림 4.1 $D < 0.5, \alpha > D$ 일 때 병렬 부스트 컨버터의
누설 인덕터 전류 및 스위치 전류 파형

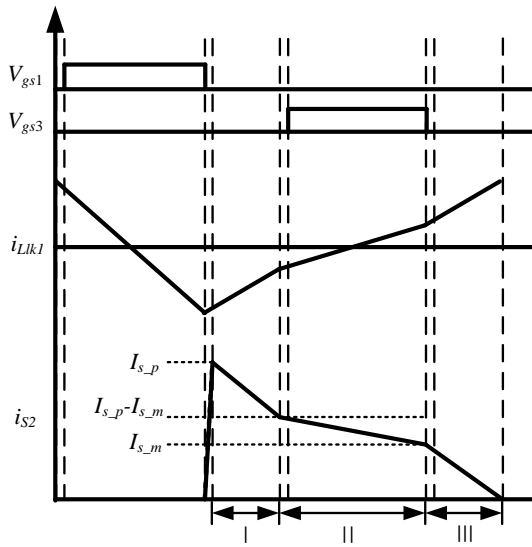


그림 4.2 $D < 0.5, \alpha < D$ 일 때 병렬 부스트 컨버터의
누설 인덕터 전류 및 스위치 전류 파형

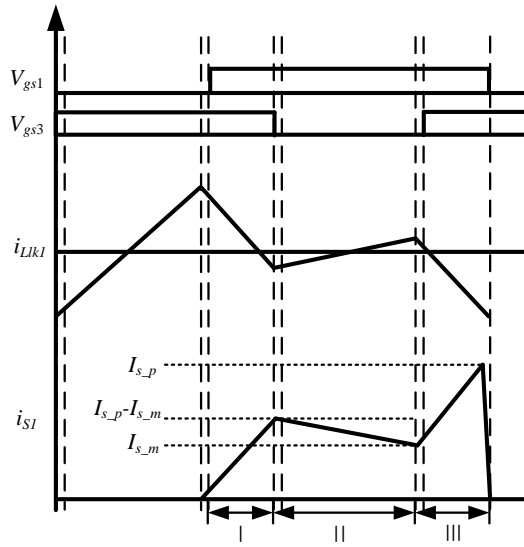


그림 4.3 $D > 0.5$ 일 때, $\alpha > (1-D)$ 일 때 병렬 부스트 컨버터의
누설 인덕터 전류 및 스위치 전류 파형

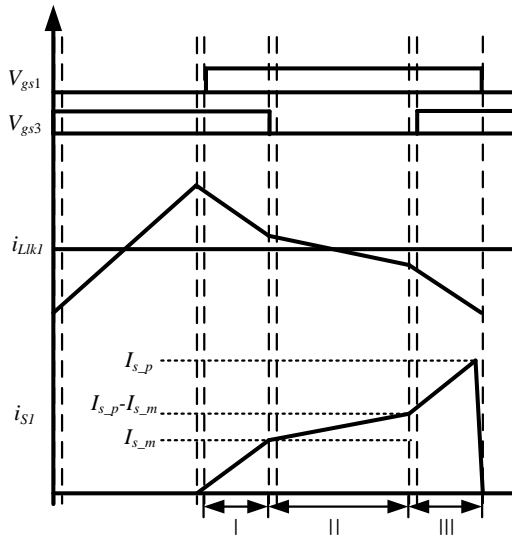


그림 4.4 $D > 0.5$, $\alpha < (1-D)$ 일 때 병렬 부스트 컨버터의
누설 인덕터 전류 및 스위치 전류 파형

이때 구간 2에서 전류의 기울기는 식 (4.12)와 같다.

$$\frac{di_{La}}{dt} = \begin{cases} \frac{D-\alpha}{L_{lk}} V_o & \text{for } D < 0.5 \\ \frac{\alpha+D-1}{L_{lk}} V_o & \text{for } D > 0.5 \end{cases} \quad (4.12)$$

식에서 확인할 수 있듯이 구간 2에서 case 1의 누설 인덕터 전류의 기울기는 음의 값을 가지고 있으며 case 2에서는 양의 기울기를 가진다. 도통 손실은 식 (4.13)과 같이 한 주기 동안 전류의 실효치와 기생 저항의 곱으로 계산할 수 있다.

$$P_{loss} = I_{RMS}^2 R \quad (4.13)$$

식에서 I_{RMS} 는 전류의 실효치, R 은 등가 저항, P_{loss} 는 도통 손실을 의미한다. 제안하는 회로의 총 도통 손실은 크게 스위치에 흐르는 전류에 의해 발생하는 도통 손실, 보조 회로 내에 흐르는 순환 전류가 결합 인덕터의 기생 저항에 의해 발생하는 순환 손실로 나눌 수 있다. Case 1과 case 2에 대해 스위치의 도통 손실과 자성 소자의 기생 저항에서 발생하는 순환 손실을 식 (4.14) - (4.17)과 같이 구할 수 있다.

$$P_{cond_loss_1} = \begin{cases} \frac{1}{3}((1-D)I_{s-p}^2 - \frac{1}{2}I_{s-p}I_{s-m} + (1-D)I_{s-m}^2)R_{ds-on} \\ \text{for } D < 0.5 \\ \frac{1}{3}(DI_{s-p}^2 - \frac{1}{2}I_{s-p}I_{s-m} + DI_{s-m}^2)R_{ds-on} \\ \text{for } D > 0.5 \end{cases} \quad (4.14)$$

$$P_{circ_loss_1} = \begin{cases} \frac{1}{3}((1-D)(I_{s-p}^2 - I_{s-p}I_{s-m} + I_{s-m}^2) + DI_{s-p}I_{s-m})R_{coupled} \\ \text{for } D < 0.5 \\ \frac{1}{3}(D(I_{s-p}^2 - I_{s-p}I_{s-m} + I_{s-m}^2) + (1-D)I_{s-p}I_{s-m})R_{coupled} \\ \text{for } D > 0.5 \end{cases} \quad (4.15)$$

$$P_{cond_loss_2} = \begin{cases} \frac{1}{3}((\frac{3}{2} - 2D)I_{s-p}^2 - (\frac{3}{2} - 2D)I_{s-p}I_{s-m} \\ + (1-D)I_{s-m}^2)R_{ds_on} & \text{for } D < 0.5 \\ \frac{1}{3}((2D - \frac{1}{2})I_{s-p}^2 - (2D - \frac{1}{2})I_{s-p}I_{s-m} + DI_{s-m}^2)R_{ds_on} \\ \text{for } D > 0.5 \end{cases} \quad (4.16)$$

$$P_{circ_loss_2} = \begin{cases} \frac{1}{3}((1-D)(I_{s-p}^2 + I_{s-p}I_{s-m} + I_{s-m}^2) - DI_{s-p}I_{s-m})R_{coupled} \\ \text{for } D < 0.5 \\ \frac{1}{3}(D(I_{s-p}^2 + I_{s-p}I_{s-m} + I_{s-m}^2) - (1-D)I_{s-p}I_{s-m})R_{coupled} \\ \text{for } D > 0.5 \end{cases} \quad (4.17)$$

위 식에서 $P_{cond_loss_1}$, $P_{circ_loss_1}$ 은 각각 case1에 대한 동기 스위치의 도통 손실과 보조 회로의 순환 손실을 의미하고 $P_{cond_loss_2}$ 와 $P_{circ_loss_2}$ 는 각각 case 2일 때 동기 스위치의 도통 손실, 보조 회로의 순환 손실을 의미한다. 또한 R_{ds_on} 은 스위치의 등가 저항, $R_{coupled}$ 는 결합 인덕터의 기생 저항을 의미한다. 위 식에서 I_{s-p} , I_{s-m} 은 3장의 모드 분석 결과에 의해 식 (4.18) - (4.21)과 같이 계산할 수 있다.

$$I_{s-p} = \left(\frac{V_{in}}{L} - \frac{\alpha + D - 1}{L_{lk}} V_o \right) \frac{DT}{2} + I_L \quad \text{for } D < 0.5 \quad (4.18)$$

$$I_{s-m} = \left(\frac{V_{in} - V_o}{L} - \frac{DV_o}{L_{lk}} \right) \left(\frac{1}{2} - D \right) T + \left(\frac{V_{in}}{L} - \frac{\alpha + D - 1}{L_{lk}} V_o \right) \frac{DT}{2} + I_L \quad (4.19)$$

for $D < 0.5$

$$I_{s-p} = \left(\frac{V_{in}}{L} - \frac{D - \alpha}{L_{lk}} V_o \right) \frac{(1 - D)T}{2} + I_L \quad \text{for } D > 0.5 \quad (4.20)$$

$$I_{s-m} = \left(\frac{V_{in}}{L} - \frac{(\alpha + D - 1)V_o}{L_{lk}} \right) \left(\frac{1 - D}{2} \right) T + I_L \quad \text{for } D > 0.5 \quad (4.21)$$

식 (4.18)과 (4.19)는 시비율이 0.5보다 작은 경우의 I_{s-p} , I_{s-m} 을 의미하며
 식 (4.20)과 (4.21)은 시비율이 0.5보다 큰 경우의 I_{s-p} , I_{s-m} 을 의미한다. 위
 식에서 case 1과 case 2에 대한 도통 손실과 순환 손실의 차를 각각 식
 (4.22), (4.23)과 같이 구할 수 있다.

$$P_{diff.} = P_{cond.-loss_1} - P_{cond.-loss_2}$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{3} \left(\frac{1}{2} - D \right) (-I_{s-p}^2 + 2I_{s-m}I_{s-p}) R_{ds-on} & \text{for } D < 0.5 \\ \frac{1}{3} \left(D - \frac{1}{2} \right) (-I_{s-p}^2 + 2I_{s-m}I_{s-p}) R_{ds-on} & \text{for } D > 0.5 \end{cases} \quad (4.22)$$

$$\begin{aligned}
P_{circ_diff} &= P_{circ_loss_1} - P_{circ_loss_2} \\
&= \begin{cases} \frac{2}{3}(2D-1)I_{s_m}I_{s_p}R_{coup.} & \text{for } D < 0.5 \\ \frac{2}{3}(1-2D)I_{s_m}I_{s_p}R_{coup.} & \text{for } D > 0.5 \end{cases} \quad (4.23)
\end{aligned}$$

위 식에서 P_{diff} 와 P_{circ_diff} 는 각각 case 1과 case 2의 도통 손실의 차이와 순환 손실의 차이를 의미한다. 그림 4.5와 그림 4.6에서 이러한 손실의 차이를 그래프로 도시한다. 그래프는 I_{s_p} 를 10A로 두고 R_{dson} 은 실제 실험에서 사용한 스위치의 값을 따라 0.25Ω , 결합 인덕터의 등가 저항은 $50m\Omega$ 으로 두고 도시하였다. 그림에서 확인할 수 있듯이 case 1과 case 2의 도통 손실과 순환 손실의 차이는 시비율이 0.5에서 0이 되고 나머지 영역에서 음의 값을 가진다. 따라서 case 1의 도통 손실과 순환 손실은 언제나 case 2보다 작다. 그러므로 α 의 값은 시비율이 0.5보다 작은 경우는 시비율보다, 시비율이 0.5보다 큰 경우는 (1-시비율)보다 큰 값이 가지는 것이 도통 손실을 저감할 수 있는 설계임을 확인할 수 있다. 이 때 도통 손실을 최소화 할 수 있는 I_{s_m} 과 I_{s_p} 의 관계식을 구하면 제안하는 회로의 도통 손실을 최소화 할 수 있다

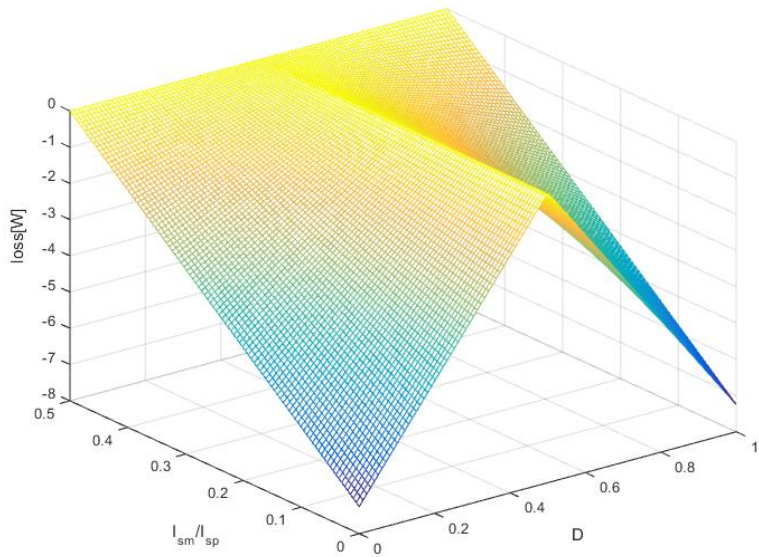


그림 4.5 Case 1과 case 2의 스위치의 도통 손실 차이

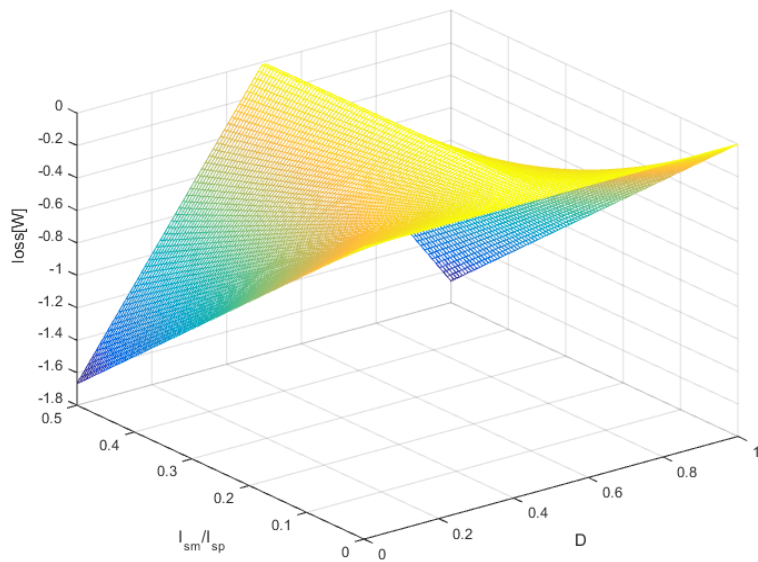


그림 4.6 Case 1과 case 2의 보조 회로 내의 순환 손실 차이

다음은 영 전압 스위칭 달성을 위한 결합 인덕터 설계 조건에 대해 기술한다. 스위치를 영 전압으로 동작시키기 위해서는 동기 스위치가 꺼지기 전에 동기 스위치의 전류의 방향이 바뀌어서 동기 스위치의 드레인에서 소스로 전류가 흐르면 된다. 이를 위해서는 동기 스위치의 턴 오프 시에 전류의 방향이 바뀌어야 한다.

그러나 누설 인덕터를 전류의 방향이 바뀌는 최댓값으로 설계하면 스위칭 시에 전류가 0이 되어 실제 스위치의 기생 커패시터의 에너지를 충전하거나 방전할 수 없기 때문에 스위치가 소프트 스위칭으로 동작할 수 없다. 따라서 스위칭 시에 누설 인덕터의 에너지가 기생 커패시터를 충·방전 시키는데 걸리는 시간을 고려하여 스위칭 시점에 적절한 전류 값을 가질 수 있도록 누설 인덕터를 설계해야 한다. 또한 스위칭 시점에 전류가 너무 커지게 되면 전류의 침투치 진폭이 커지게 되고 이는 도통 손실의 증가를 야기한다. 따라서 지연 시간과 도통 손실을 고려하여 스위칭 시점에 적절한 전류 값을 가지도록 설계 한다. 이를 위해서 동기 스위치가 턴 오프 되고 주 스위치가 턴 온 되는 시점 사이의 지연 시간을 고려하여 설계해야 한다. 지연 시간은 3장의 벡 컨버터와 부스트 컨버터의 각 동작 분석에서 구간 4의 (3.32), (3.62), (3.92), (3.122)의 식을 통해 구할 수 있다.

이렇게 도통 손실과 지연 시간을 고려하여 얻은 소프트 스위칭으로 동작하기 위한 스위치 전류의 최솟값을 I_{min} 이라고 하면 벡 컨버터와 부스트 컨버터에 대한 누설 인덕터의 최댓값은 각각 식 (4.24), (4.25)와 같다.

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{lk} < \frac{(1-D-\alpha)}{2(I_L + I_{\min}) - \frac{V_{in} - V_o}{L} DT} DV_{in}T \\ \text{for } D < 0.5 \text{ of buck converter} \\ L_{lk} < \frac{(D-\alpha)(1-D)}{2(I_L + I_{\min}) - \frac{V_{in} - V_o}{L} DT} V_{in}T \\ \text{for } D > 0.5 \text{ of buck converter} \end{array} \right. \quad (4.24)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{lk} < \frac{(1-D-\alpha)}{2(I_L + I_{\min}) - \frac{V_{in}}{L} DT} DV_oT \\ \text{for } D < 0.5 \text{ of boost converter} \\ L_{lk} < \frac{(D-\alpha)(1-D)}{2(I_L + I_{\min}) - \frac{V_{in}}{L} DT} V_oT \\ \text{for } D > 0.5 \text{ of boost converter} \end{array} \right. \quad (4.25)$$

본 절의 과정을 통해 도통 손실의 증가분을 최소화하며 스위치를 영 전압 스위칭으로 동작시킬 수 있는 α 와 누설 인덕턴스를 결정할 수 있다. 누설 인덕턴스가 작아질수록 영 전압 스위칭은 쉽게 달성할 수 있으나 도통 손실은 커지게 된다. 누설 인덕턴스가 커지게 되면 누설 인덕터의 에너지가 줄어들게 되며 소프트 스위칭을 달성하기 위한 지연 시간이 길어지게 된다. 따라서 도통 손실과 소프트 스위칭의 절충 관계를 고려하여 누설 인덕터와 자화 인덕터의 값을 설계해야 한다.

4.2 주파수 변조 기법

본 절에서는 최대 부하 이외의 영역에서 제안하는 회로의 효율을 증가시킬 수 있는 주파수 변조 기법에 대해 기술한다. 우선 영 전압 천이 방식의 주파수 변조 기법과 영 전압 스위칭 방식의 주파수 변조 기법의 차이에 대해 기술한다. 그리고 제안하는 회로를 포함한 스위치 소자를 사용하지 않는 영 전압 천이 방식의 컨버터가 가지는 잉여 순환 전류 문제에 대해 기술한 후 도통 손실을 저감하기 위한 주파수 변조 기법에 대해 기술한다.

4.2.1 영 전압 천이 방식의 주파수 변조

일반적으로 영 전압 스위칭 방식의 컨버터는 입·출력 조건과 부하에 따라 동작 주파수가 달라지며 그에 따라 전압 이득이 결정되게 된다. 따라서 각 영역의 조건에 맞는 전압 이득을 얻기 위해서는 주파수를 변조하여 적절한 동작 지점을 찾아야 한다. 영 전압 스위칭 방식은 일반적으로 전압 이득이 복잡하며 식으로 얻을 수 없어 전압 이득 곡선을 그래프만으로 나타내기도 한다. 또한 동작 주파수가 공진 주파수에서 멀어지게 되면 순환 전류가 증가하게 되어서 경부하 영역에서 효율이 저감된다는 단점이 존재한다.

그러나 영 전압 천이 방식의 컨버터는 짧은 지연시간에만 공진이 일어나기 때문에 전압 이득을 계산할 때 이 구간을 무시하면 영 전압 스위칭

방식에 비해서 전압 이득을 쉽게 얻을 수 있다. 특히 제안하는 회로의 경우 인덕터 전류의 파형이 하드 스위칭 컨버터와 동일하기 때문에 전압 이득 역시 하드 스위칭 컨버터와 동일하다. 뿐만 아니라 전압 이득은 일반적으로 주파수에 따라 달라지지 않기 때문에 원하는 전압 이득을 얻기 위해서 주파수를 변조하여 제어할 필요가 없다. 일반적으로 영 전압 천이 방식의 컨버터가 주파수를 변조하여 제어 하는 목적은 잉여 순환 전류를 줄여서 최적 효율을 얻는 것이 목적이다 [90, 92]. 따라서 영 전압 천이 컨버터의 주파수 변조는 설계 최적화의 관점에서 이루어 지는 것이다.

영 전압 천이 방식의 컨버터는 제어 상에 어려움은 존재하지 않지만 주파수를 변조하여 제어하기 위해서는 아날로그 제어가 아닌 디지털 제어를 사용해야 된다는 단점이 존재하기 때문에 사용하는 컨버터의 목적에 맞게 선택해서 사용이 가능하다. 또한 필터 설계의 입장에서라도 경부하에서 주파수를 늘리는 방식이기 때문에 정격 기준에서 전압과 전류의 맥동 범위로 필터를 설계하게 된다. 본 논문에서도 잉여 순환 전류를 줄이기 위해 동작 영역에서 순환 손실을 최소화 할 수 있는 주파수를 구하여 이를 통해 정격 이하의 부하에서 효율을 최적화 한다.

4.2.2 잉여 순환 전류

보조 회로에 반도체 소자를 사용하지 않는 소프트 스위칭 회로들은 전류의 흐름을 제어할 수가 없다. 따라서 보조 회로의 전류는 부하에 상관없이 일정한 침두치를 가지게 된다. 이때 이 침두치에 따라 소프트 스위칭이

가능한 범위가 결정된다. 일반적으로 이 값은 소프트 스위칭 셀의 정격 전력에서 스위치가 소프트 스위칭으로 동작하도록 설계 된다. 따라서 소프트 스위칭으로 동작하기 위한 최악 조건일 때 보조 회로가 설계되며 나머지 조건에서는 잉여 순환 전류가 발생한다. 그림 4.7은 소프트 스위칭으로 동작하기 위한 경계 조건에서 제안하는 소프트 스위칭 셀을 적용한 병렬 부스트 컨버터의 누설 인덕터와 동기 스위치의 전류 파형을 나타낸다. I_{min} 값을 정해진 지연 시간에서 소프트 스위칭으로 동작하기 위한 최소의 스위치 전류값으로 가정한다. 그림 4.8은 제안하는 컨버터의 부하가 정격보다 낮은 경우의 누설 인덕터와 동기 스위치의 전류의 파형이다. 이 때는 스위칭 시점에서 전류의 절댓값이 I_{min} 보다 커져서 잉여 순환 전류가 발생한다. 이러한 잉여 순환 전류는 컨버터의 효율을 저감시킬 수 있는 요인이다.

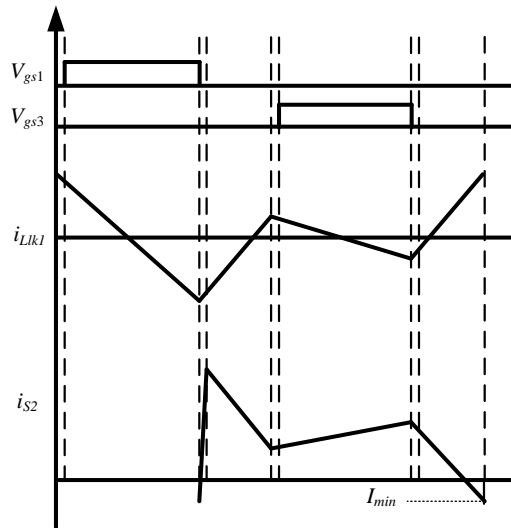


그림 4.7 제안하는 동기 부스트 컨버터의 정격 전력에서
누설 인덕터와 동기 스위치의 전류

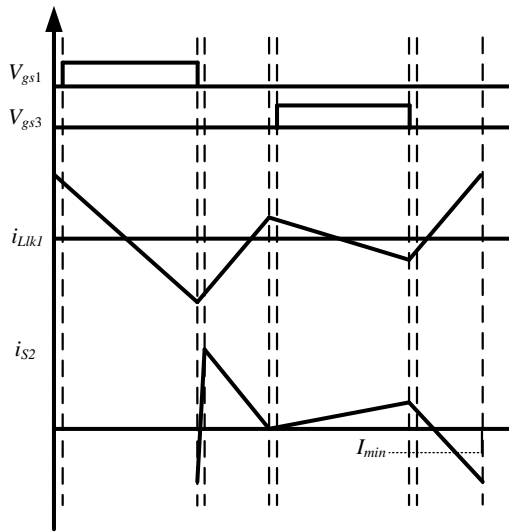


그림 4.8 제안하는 동기 부스트 컨버터의 정격 이하의 부하에서
누설 인덕터와 동기 스위치의 전류

4.2.3 주파수 변조 기법

제안하는 소프트 스위칭 회로의 주파수를 변조한 주요 파형은 그림 4.9와 같다. 점선으로 표시된 파형은 고정 주파수로 동작 시에 부하가 낮아지는 경우의 보조 인덕터와 스위치의 전류이며 실선은 스위칭 시점에 I_{min} 에 도달하도록 주파수를 조절한 파형을 의미한다. T_1 은 정격 부하와 동일한 주기이며 주파수를 변조한 경우의 주기를 T_2 라고 한다. 이 때 보조 회로의 첨두치 진폭은 $p\text{-}to\text{-}p_1$ 에서 $p\text{-}to\text{-}p_2$ 로 줄어들게 되고 그에 따라 스위치의 전류 역시 첨두치 진폭이 줄어들게 된다. 이에 따라 잉여 순환 전류가 줄어들게 되어서 도통 손실이 감소하게 되는 효과를 가져온다. 따라서 그림

4.9처럼 모든 입력, 출력 전압과 부하 범위에서 스위칭 시점에 스위치의 전류가 동일한 값 I_{min} 을 가지도록 설계하면 회로 전체의 순환 전류를 최소화 하는 설계를 할 수 있다.

주파수 변조 방식을 적용하면 정격 부하를 기준으로 부하가 낮아질수록 주파수가 높아지게 된다. 동작 주파수가 증가하게 될 경우 턴 오프 손실과 코어 손실을 고려 해야 한다. 그러나 일반적으로 컨버터에서 사용하는 MOSFET 스위치의 스위칭 손실은 턴 온 시에 크게 발생하고 턴 오프 시에는 스위칭 손실이 작고 그 값을 무시하는 경우도 존재하기 때문에 턴 오프 손실의 증가가 전체 효율에 미치는 영향보다는 도통 손실의 감소가 전체 효율에 미치는 영향이 커질 것으로 예측이 가능하다. 또한 회로에서 코어 손실에 영향을 주는 요인은 주파수와 전류의 첨두치이다. 주파수 변조 기법을 적용하면 주파수가 증가하기는 하지만 보조 회로에 전류의 첨두치 진폭이 줄어들기 때문에 자속 밀도는 오히려 감소할 가능성도 존재한다. 따라서 주파수를 변조하여 제어할 경우에는 턴 오프 손실과 코어 손실을 고려하여도 효율이 증가할 것으로 기대할 수 있다. 5장에서 주파수 변조를 적용한 경우의 손실 분석에서 턴 오프 손실은 늘어나지만 그 양이 경미하고 코어 손실은 전류 첨두치 감소로 인해 오히려 감소하는 경향을 확인할 수 있다.

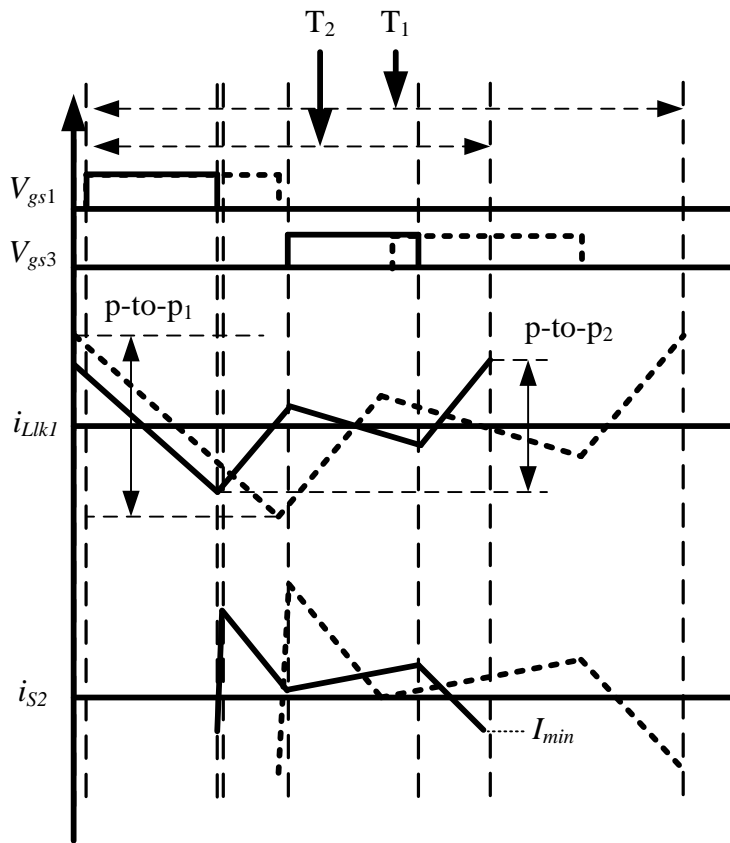


그림 4.9 주파수 변조 기법을 적용할 때의
누설 인덕터와 스위치 전류 파형

$$f = \begin{cases} \frac{\frac{(1-D-\alpha)}{L_{lk}} DV_{in} + \frac{V_{in}-V_o}{L} D}{2(I_L + I_{\min})} & \text{for } D < 0.5 \text{ of buck converter} \\ \frac{\frac{(D-\alpha)(1-D)}{L_{lk}} V_{in} + \frac{V_{in}-V_o}{L} D}{2(I_L + I_{\min})} & \text{for } D > 0.5 \text{ of buck converter} \end{cases} \quad (4.26)$$

$$f = \begin{cases} \frac{\frac{(1-D-\alpha)}{L_{lk}} DV_o + \frac{V_{in}}{L} D}{2(I_L + I_{\min})} & \text{for } D < 0.5 \text{ of boost converter} \\ \frac{\frac{(D-\alpha)(1-D)}{L_{lk}} V_o + \frac{V_{in}}{L} D}{2(I_L + I_{\min})} & \text{for } D > 0.5 \text{ of boost converter} \end{cases} \quad (4.27)$$

식 (4.26), (4.27)은 스위칭 시점에 스위치의 전류가 I_{\min} 이 되기 위한 주파수이다. 해당 주파수를 입력 전압, 출력 전압, 부하 전류에 따라 인가했을 때 도통 손실을 최소화 할 수 있는 주파수로 컨버터를 동작시킬 수 있다.

제 5 장 실험 설계 및 결과

본 장에서는 제안하는 소프트 스위칭 양방향 인터리브드 컨버터의 실험 결과를 기술한다. 그림 5.1과 같이 직류 계통과 연계된 1kW 급 ESS 컨버터의 프로토타입을 제작하여 실험을 수행하였다. 본 장에서는 실험 채원의 컨버터가 소프트 스위칭으로 동작하면서 도통 손실의 증가분을 최소화 할 수 있는 보조 회로의 설계 방법에 대해 기술한다. 그리고 비교군 영 전압 천이 컨버터를 선정하고 공정한 비교를 위한 비교군 컨버터의 보조 회로 설계에 대해서 기술한다. 이후 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터, 하드 스위칭 컨버터의 손실을 이론적으로 분석한 손실 모델을 통해 제안하는 회로의 효과를 이론적으로 분석하고 이를 실험으로 입증한다. 배터리는 일반적으로 25~50% 사이의 부하가 주 동작 영역임을 감안하여 해당 영역의 효율을 극대화 시키기 위해 주파수 변조 기법을 적용하여 추가적으로 효율을 측정한다.

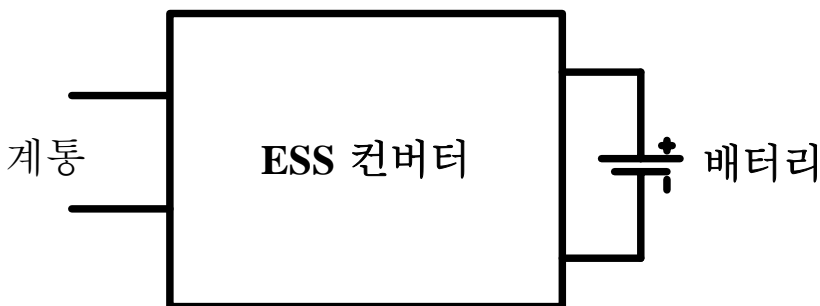


그림 5.1 계통과 연계된 ESS 컨버터

5.1 실험 조건 설계

그림 5.2는 실험을 위해 제작한 양방향 컨버터의 회로도를 도시한다. 실험 조건 및 하드웨어 제원은 표 5.1과 같다. 소프트 스위칭으로 인한 효율 향상 효과 및 도통 손실 저감 효과를 입증하기 위해 동기식 하드 스위칭 인터리브드 컨버터와 비교군 영 전압 천이 인터리브드 컨버터를 선정하여 비교 실험을 수행한다. 공정한 실험을 위해서 보조 회로를 제외한 컨버터의 제원은 동일한 회로를 통해 검증한다. 본 장에서는 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터, 하드 스위칭 컨버터의 동작을 비교 및 검증한다.

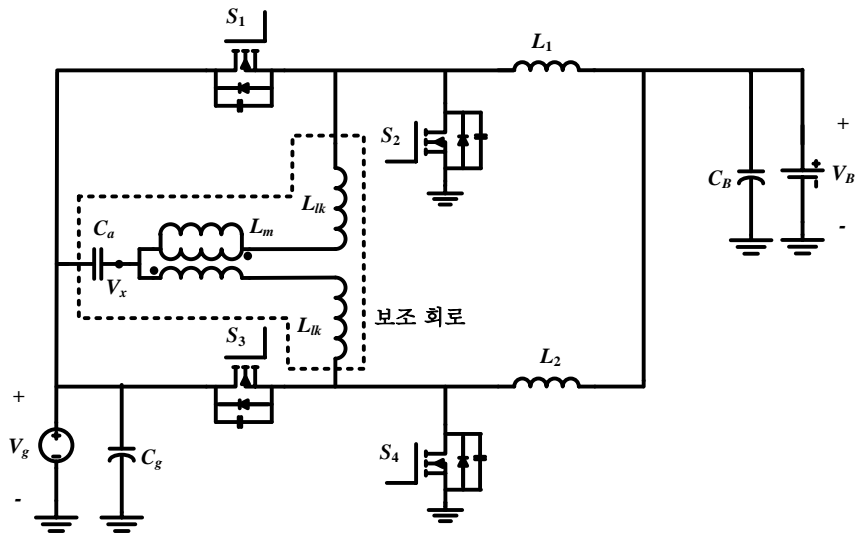


그림 5.2 제안하는 소프트 스위칭 양방향 컨버터

표 5.1 실험 제원

파라미터	값
V_g	380V
V_B	130 ~ 250V
P_o	1kW
주파수	100kHz
L_1, L_2	730 μ H
C_g	20 μ H
C_B	20 μ H
S_1, S_2, S_3, S_4	STW18NM60ND
스위치의 도통 저항	0.25 Ω
스위치의 기생 커패시터	148pF

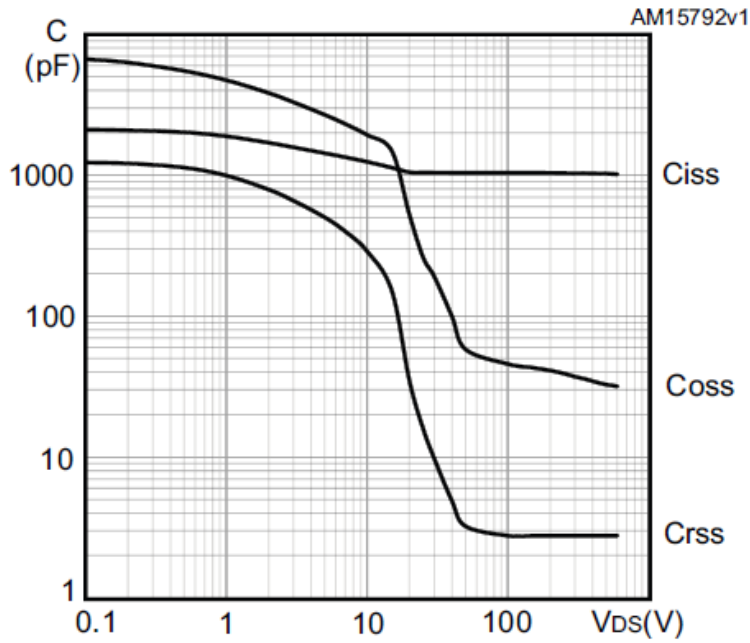


그림 5.3 V_{ds} 에 따른 STW18NM60ND의 기생 커패시터 값[93]

MOSFET 스위치의 기생 커패시터 값은 그림 5.3과 같이 드레인-소스 전압의 값에 따라 변하는 비선형적인 특성을 가지고 있다. 그림과 같은 특성을 가지게 된다면 수식적인 해석이 어렵기 때문에 대부분의 제조사에서는 등가 기생 커패시터 값을 effective output capacitance로 제공한다. 실험에 사용하는 스위치 역시 드레인-소스 전압이 0V에서 480V로 바뀔 때의 등가 기생 커패시터 값을 effective output capacitance로 제공하고 있으며 실제 실험에서 드레인-소스 전압과도 유사한 값이기 때문에 이 값을 기생 커패시터 값으로 정한다. 또한 이러한 기생 커패시터의 비선형적인 특성으로 인해 드레인 소스 전압이 변할 때에도 비선형적인 파형이 나타나게 된다.

5.1.1 보조 회로의 설계

보조 커패시터의 설계

벅 컨버터와 부스트 컨버터에 대한 시비율, 인덕터 전류의 평균값은 식 (5.1)-(5.3)과 같다.

$$\begin{aligned} D_{buck} &= \frac{V_B}{V_g} = 0.34 \quad \text{for } V_B = 130V \\ &= 0.66 \quad \text{for } V_g = 250V \end{aligned} \quad (5.1)$$

$$\begin{aligned} D_{boost} &= 1 - \frac{V_B}{V_g} = 0.66 \quad \text{for } V_B = 130V \\ &= 0.34 \quad \text{for } V_g = 250V \end{aligned} \quad (5.2)$$

$$\begin{aligned} I_L &= \frac{P_o}{2V_B} = 3.84A \quad \text{for } V_B = 130V \\ &= 2A \quad \text{for } V_B = 250V \end{aligned} \quad (5.3)$$

먼저 보조 회로에서 커패시터의 전압 범위와 값을 결정 한다. 커패시터에 양단에 걸리는 전압은 식 (5.4)와 같다.

$$\begin{aligned} V_c &= D_{boost} V_o = 250V \quad \text{for } V_L = 130V \\ &= 130V \quad \text{for } V_L = 250V \end{aligned} \quad (5.4)$$

이 때 보조 커패시터의 양단에 인가되는 전압 범위는 최대 250V가 된다. 따라서 커패시터는 전압 용량이 250V보다 큰 값으로 선정한다. 보조 커패시터의 값은 커패시터가 전압 값을 DC로 유지할 수 있는 범위로 결정한다. 실험에서는 전압의 맥동 범위를 커패시터 양단에 인가되는 최소 전압인 130V의 10% 이하로 설정하기로 한다. 그에 따라 전압의 침투치 진폭을 10V로 결정하면 보조 커패시터의 최소값은 식 (5.5)와 같다.

$$C_{a_min} = \begin{cases} \frac{V_g}{8L_{lk}\Delta v_c} T^2 D_{boost} \left(\frac{1}{2} - D_{boost}\right) = 827nF & \text{for } D < 0.5 \\ \frac{V_g}{8L_{lk}\Delta v_c} T^2 (1 - D_{boost}) \left(D_{boost} - \frac{1}{2}\right) = 827nF & \text{for } D > 0.5 \end{cases} \quad (5.5)$$

위 식에서 보조 커패시터의 값은 1μF으로 정한다.

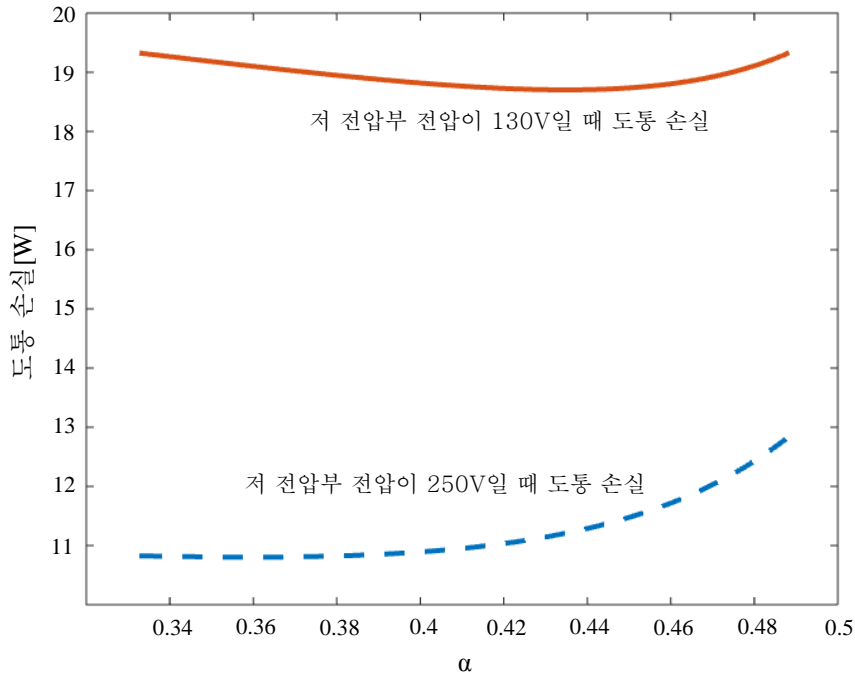


그림 5.4 α 에 따른 제안하는 컨버터의 총 도통 손실

자화 인덕터와 누설 인덕터의 비 α 는 도통 손실을 고려하여 설계해야 한다. 그림 5.4는 V_B 가 각각 130V, 250V일 때 α 에 따른 제안하는 컨버터의 총 도통 손실을 나타낸다. 총 도통 손실은 스위치의 도통 손실과 보조 회로의 순환 손실을 포함한다. 나머지 실험 제원이 결정되었기 때문에 도통 손실은 α 에 의한 함수로 정의할 수 있다. 이 때 스위칭 시점의 스위치 전류는 분석의 편의를 위해 0A가 된다고 가정하였다. V_B 가 130V일 때 전류가 커지게 되므로 이 때의 도통 손실이 V_B 가 250V일 때에 비해 크다.

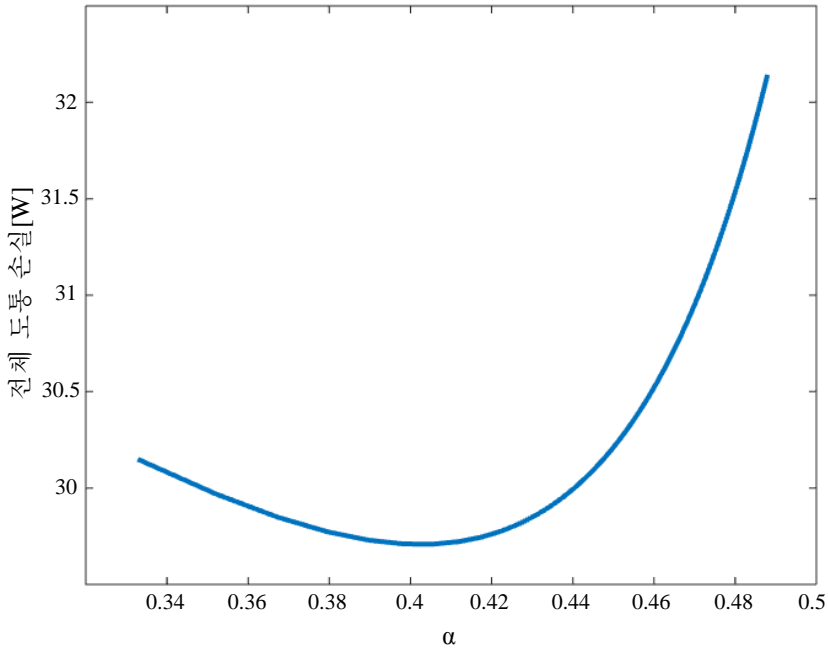


그림 5.5 α 에 따른 제안하는 컨버터의 도통 손실의 합

그림 5.5는 V_B 가 130V와 250V인 경우 발생하는 스위치의 도통 손실과 순환 손실을 합하여 도시한 그림이다. 그림에서 도통 손실이 최소화 되는 α 는 대략 0.41 부근임을 확인할 수 있다. 따라서 결합 인덕터의 자화 인덕터와 누설 인덕터의 비 α 는 식 (5.6)처럼 0.41로 결정한다.

$$\alpha = \frac{L_m}{2L_m + L_{lk}} = 0.41 \quad (5.6)$$

다음으로 소프트 스위칭으로 동작하기 위한 누설 인덕터의 값을 정하고 그에 따라 자화 인덕터의 값을 결정한다. 누설 인덕터를 결정하기 위해서는 스위칭 시점의 전류 I_{min} 값에 따른 도통 손실과 지연 시간의 관계에 대해 고려해야 한다. 그림 5.6은 I_{min} 에 따른 도통 손실을 도시하고

있으며 그림 5.7은 소프트 스위칭으로 동작하기 위한 최소의 지연 시간을 도시한다. I_{min} 이 커지면 더 많은 에너지로 인해 스위치 기생 커패시터의 충.방전에 필요한 지연 시간이 짧아지게 되지만 도통 손실이 증가한다는 단점이 존재한다. 이러한 절충안을 적절히 고려하여 스위칭 시점의 전류를 결정해야 한다. 또한 주파수 변조를 적용할 경우 I_{min} 값이 일정하게 만들어야 하기 때문에 경 부하에서 지연 시간이 차지하는 비율이 지나치게 커지지 않도록 해야 한다. 식 (4.26), (4.27)에서 주파수 변조를 적용할 때 최대 주파수인 250kHz에서 약 10%의 지연시간을 갖도록 설계하면 100kHz에서는 4%(400ns)의 지연 시간을 가지게 된다. 그에 따른 I_{min} 은 1.5A가 된다. 이 때 도통 손실의 증가분은 약 2W 정도가 된다. 그림 5.8은 누설 인덕터의 값에 따라 소프트 스위칭으로 동작하기 위한 최소의 지연 시간을 도시한다. 400ns의 지연 시간을 가지기 위해서는 누설 인덕터의 값이 31uH가 되도록 하면 된다.

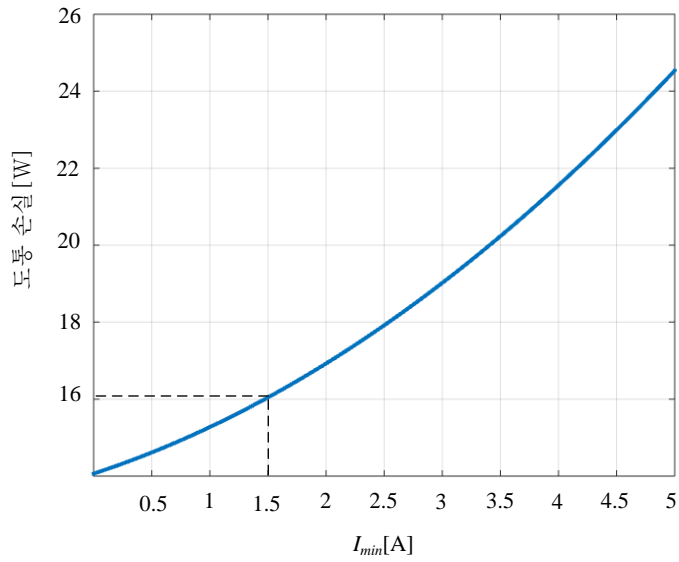


그림 5.6 I_{min} 에 따른 도통 손실

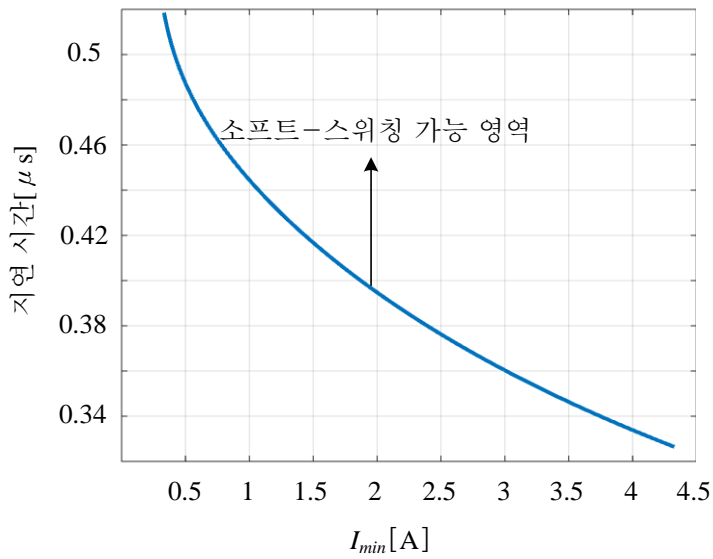


그림 5.7 I_{min} 에 따른 소프트 스위칭으로 동작하기 위한 최소 지연 시간

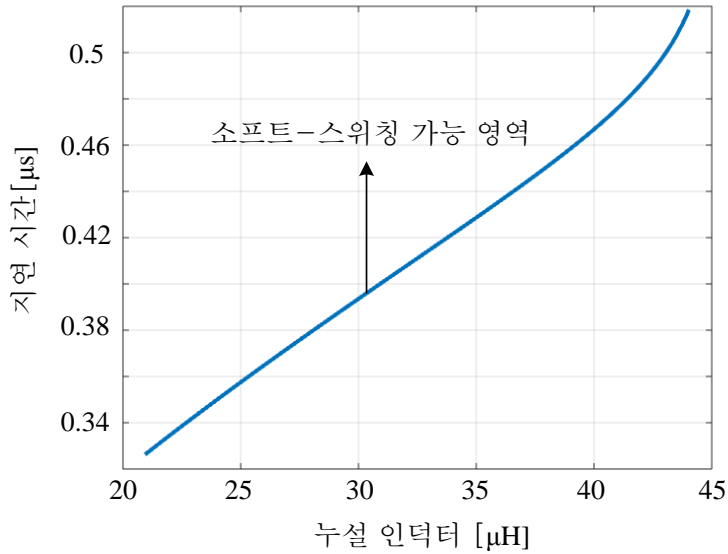


그림 5.8 소프트 스위칭으로 동작하기 위한
누설 인덕터에 따른 최소 지연 시간

도통 손실과 소프트 스위칭 조건을 고려한 결합 인덕터의 설계는 식 (5.7)과 같다.

$$\begin{aligned}
 L_{lk} &= 31\mu H \\
 L_m &= 70\mu H \\
 \alpha &= 0.41
 \end{aligned}
 \tag{5.7}$$

5.1.2 자성 소자 설계

본 절에서는 식 (5.7)을 만족시키기 위한 결합 인덕터의 설계에 대해 기술한다. 결합 인덕터를 하나의 코어에서 제작하는 방법은 많은 선행 연구

들이 존재한다 [72-74, 79]. 이러한 방법들은 코어의 공정을 통해서 공극을 조절하는 방식, 결선 방식 등으로 누설 인덕터와 자화 인덕터를 설계한다. 이러한 방식으로 코어를 제작하는 경우 하나의 코어로 원하는 자화 인덕터와 누설 인덕터 값을 구할 수 있다는 장점이 존재 하지만 공정 시 발생하는 오차로 인해 실험의 정확성 문제가 발생할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 실험에 정확성을 위해 그림 5.9와 같이 자화 인덕터와 변압기를 하나의 코어로, 두 개의 누설 인덕터를 각각의 코어로 제작하여 결합 인덕터를 구현한다. 코어는 PQ 타입의 코어를 선정한다. PQ 코어는 그림 5.10과 같이 중심 레그가 원형 형태를 가지고 있으며 다른 두 레그가 원형으로 중심 레그를 감싸고 있다. 이로 인해 다른 코어에 비해 차폐 효과가 크다는 장점을 가지고 있으며 결선의 길이를 줄일 수 있다는 장점을 가지고 있다.

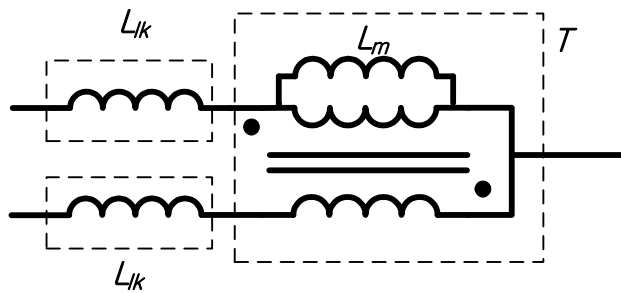


그림 5.9 결합 인덕터의 구조

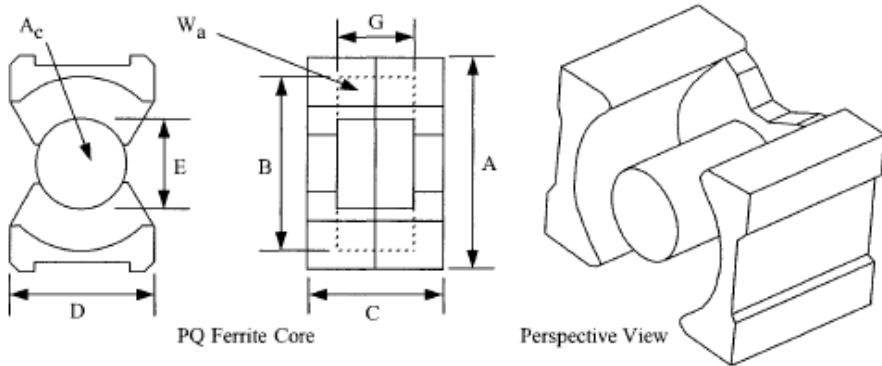


그림 5.10 PQ 코어의 형상 [97]

이상적인 변압기는 양 측의 턴 비가 1:1이 되도록 설계한다. 또한 자화 인덕터의 값이 $70\mu\text{H}$ 가 되도록 제작하기 위해서는 이상적인 변압기의 코어와 권선, 공극 설계 시에 인덕터 설계의 측면도 고려해야 한다. 또한 두 개의 누설 인덕터는 동일한 크기의 인덕터로 제작한다. 식 (5.8)과 (5.9)는 각각 변압기와 인덕터의 전력 처리 능력 A_p 의 최솟값이다.

$$A_{p_transformer} = \frac{P_t 10^4}{K_f K_u B_m J f} [cm^4] \quad (5.8)$$

$$A_{p_inductor} = \frac{2(energy) 10^4}{B_m J K_u} [cm^4] \quad (5.9)$$

위 식에서 각각 P_t 는 변압기의 전력, K_f 는 파형의 형태에 따른 상수이며 사각파인 경우에는 4가 된다. K_u 는 윈도우 영역에 대한 전도체의 비율, B_m 은 자속 밀도, J 는 권선의 전류 밀도, f 는 동작 주파수를 의미한다. 위 식에 따라 자화 인덕터와 누설 인덕터의 코어는 각각 PQ3535, PQ 3230으로 선정

한다. 식 (5.10)과 (5.11)은 각각 변압기와 인덕터에 대한 최소 턴 비를 의미한다.

$$N_{p_transformer} = \frac{V_p 10^4}{A_c B_{ac} f K_f} \quad (5.10)$$

$$N_{inductor} = \frac{10^4 L I_{pk}}{B_m A_e} [cm^4] \quad (5.11)$$

위 식에서 각각 V_p 는 변압기의 최대 전압, A_c 는 코어의 cross-section area, A_w 는 코어의 window area, I_{pk} 는 인덕터의 최대 전류를 의미한다. 위 식에 따라 자화 인덕터와 이상적인 변압기는 1,2차 턴수를 각각 11턴, 누설 인덕터는 턴수를 6턴으로 설계하도록 한다. 공극의 길이는 식 (5.12)에 의해 구할 수 있다.

$$l_g = \frac{0.4\pi N^2 A_c (10^{-8})}{L} \quad (5.12)$$

변압기 결선 시에는 1차 측을 감고 그 위에 2차 측을 감는다. 이때 1차 측과 2차 측에서 발생하는 오차는 표 5.2와 같이 변압기의 누설 인덕터는 2.95%, 자화 인덕터는 0.37%이 된다. 또한 두 개의 누설 인덕터를 같은 결선 방법과 공극 길이로 제작하였을 때 오차율이 0.42%가 발생하기 때문에 누설 인덕터는 동일한 값을 가지고 자화 인덕터는 1차 측과 2차 측이 대칭성을 가진다고 가정이 가능하다.

표 5.2 제작한 누설 인덕터와 자화 인덕터의 값과 오차율

인덕터	인덕턴스	오차율
추가 누설 인덕터 1	30.63 μ H	0.42%
추가 누설 인덕터 2	30.5 μ H	
1차 측 자화 인덕터	69.56 μ H	0.37%
2차 측 자화 인덕터	69.82 μ H	
변압기 1차 측 누설 인덕터	950 nH	2.95%
변압기 2차 측 누설 인덕터	922 nH	

5.2 비교군 선정 및 도통 손실 비교

본 절에서는 제안하는 컨버터의 효과를 입증하기 위한 비교군 영 전압 천이 컨버터를 선정하고 공정한 비교를 위한 보조 회로 설계 과정을 기술한다. 또한 제안하는 컨버터의 도통 손실 저감으로 인한 효율 향상 효과를 이론적으로 분석 한다.

5.2.1 비교군 회로 선정

본 논문에서는 참고 문헌 [90]의 동기식 영 전압 천이 인터리브드 부스트 컨버터를 비교군으로 선정해서 비교, 분석하고 실험을 통해 검증한다. 참고 문헌 [90]의 컨버터는 그림 5.11과 같이 인덕터와 커패시터 하나만을 사용한 간단한 보조 회로를 사용하여 스위치를 소프트 스위칭으로 동작시킬 수 있다는 장점을 가지고 있다. 또한 동기 스위치를 사용하지 않은 방식([84]-[89])과는 달리 참고 문헌 [90]의 컨버터는 입력 전압의 범위에 상

관없이 모든 영역에서 컨버터의 스위치를 소프트 스위칭으로 동작시킬 수 있다는 장점을 가지고 있다. 보조 인덕터와 스위치의 파형은 시비율이 0.5 보다 작을 때와 클 때 대칭적인 형태를 보이며 각각 그림 5.12와 그림 5.13과 같다. 그러나 그림에서 확인할 수 있듯이 비교군 영 전압 천이 컨버터는 보조 회로와 스위치의 전류가 최댓값을 유지하는 구간이 존재하기 때문에 도통 손실의 증가분이 크다는 단점을 가지고 있다. 비교군 영 전압 천이 컨버터와의 비교 및 분석을 통해 제안하는 컨버터의 도통 손실 저감 효과를 분석하고 실험으로 검증한다.

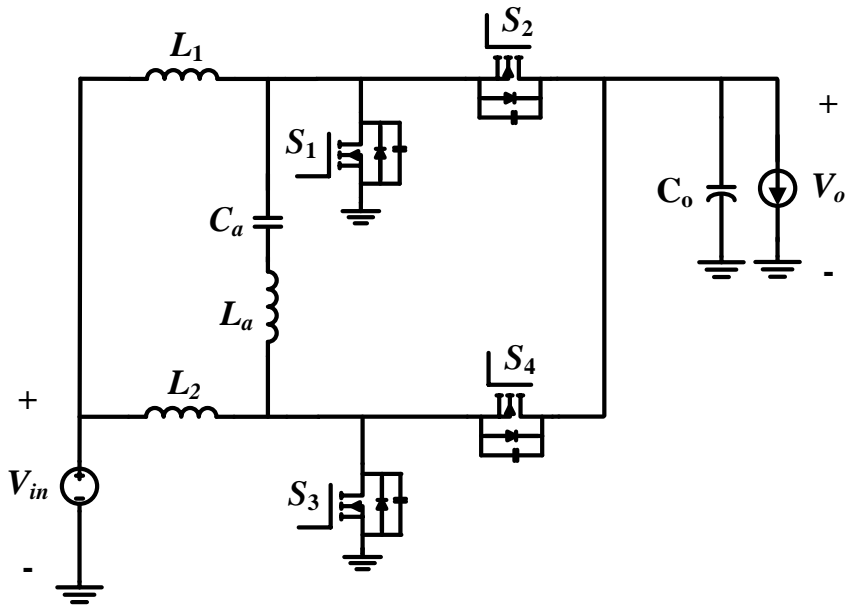


그림 5.11 비교군 영 전압 천이 부스트 컨버터

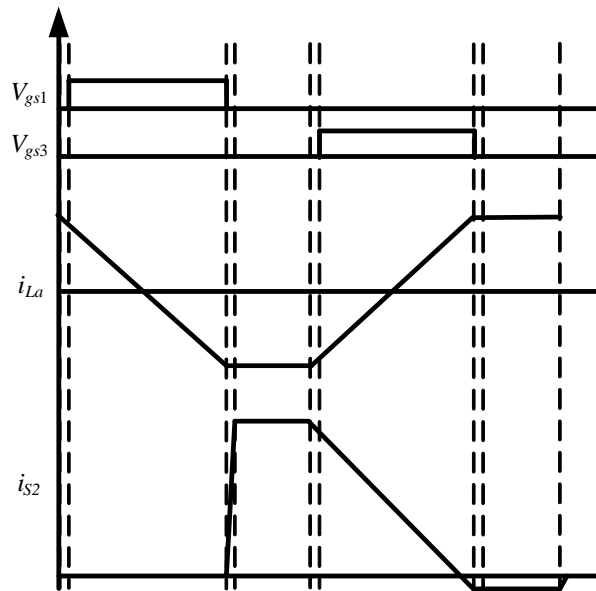


그림 5.12 $D < 0.5$ 일 때 비교군 영 전압 천이 부스트 컨버터의 동작

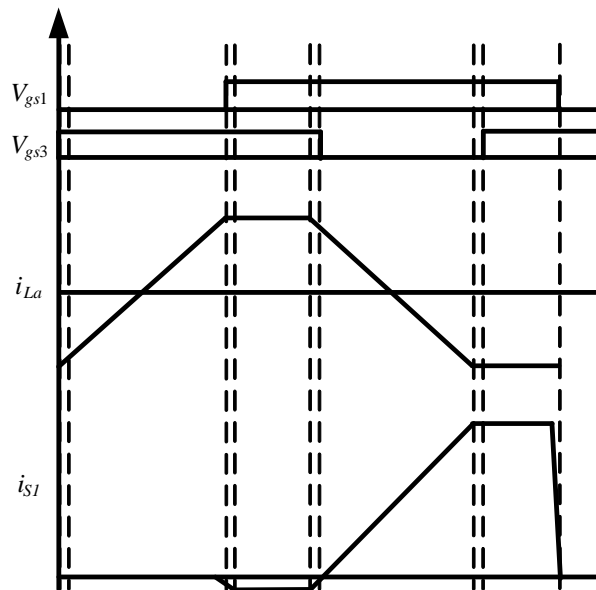


그림 5.13 $D > 0.5$ 일 때 비교군 영 전압 천이 부스트 컨버터의 동작

5.2.2 비교군 영 전압 천이 컨버터의 보조 회로 설계

2장에서 기술하였듯이 영 전압 천이 방식으로 구동하기 위해서는 스위치가 턴 온 되는 시점에는 전류가 MOSFET 스위치의 소스에서 드레인으로, 턴 오프 시점에는 드레인에서 소스로 흘러야 한다. 따라서 보조 회로에 스위치 소자를 사용하지 않는 영 전압 천이 방식의 컨버터는 일반적으로 온 구간 동안 전류의 방향을 바꾼다. 이러한 방식의 보조 회로는 부하에 따른 전류의 흐름 제어가 불가능하기 때문에 최대 부하에서 소프트 스위칭으로 동작하기 위한 스위치 전류의 첨두치 진폭 값을 기준으로 보조 회로를 설계한다. 부하가 낮아져도 보조 회로의 전류는 동일하며 스위치의 전류는 첨두치 진폭을 유지한 채 평균값만 낮아지며 동작하기 때문에 보조 회로에 스위치 소자를 사용하지 않는 영 전압 천이 방식의 컨버터에서 소프트 스위칭 범위를 결정하는 요인은 전류의 첨두치 진폭이다.

따라서 비교군 영 전압 천이 컨버터와 제안하는 컨버터가 실험 조건을 공정하게 하기 위해서는 두 컨버터가 같은 전압 조건에서 보조 회로의 첨두치 진폭이 동일하도록 설계해야 한다. 그림 3.13과 그림 5.12에서 제안하는 회로와 비교군 영 전압 천이 컨버터의 첨두치 진폭은 각각 식 (5.13), (5.14)와 같다.

$$I_{lk1-pp} = \frac{1-\alpha-D}{L_{lk}} V_o DT \quad (5.13)$$

$$I_{La-pp} = \frac{V_o}{L_a} DT \quad (5.14)$$

위 식에서 비교군 영 전압 천이 컨버터의 보조 인덕터는 식 (5.15)와 같이 결정할 수 있다.

$$L_a = \frac{L_k}{1-D-\alpha} \quad (5.15)$$

제안하는 컨버터와 동일한 스위치 전류 진폭을 가지도록 보조 회로를 설계하면 추가 인덕터는 $125\mu\text{H}$ 가 된다. 보조 커패시터는 인덕터의 전압 균형을 맞춰주는 역할을 하고 있다. 맥동 범위가 회로에 영향을 주지 않는 범위로 설계하도록 하며 제안하는 컨버터와 동일하게 $1\mu\text{F}$ 으로 결정한다. 공정한 실험을 위해 보조 회로를 제외한 비교군 영 전압 천이 컨버터의 제원은 표 5.1과 동일하며 비교군 영 전압 천이 컨버터의 보조 회로는 식 (5.16)과 같다.

$$\begin{aligned} L_a &= 125\mu\text{H} \\ C_a &= 1\mu\text{F} \end{aligned} \quad (5.16)$$

5.2.3 도통 손실 비교

본 절에서는 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터의 도통 손실을 비교하여 효율 향상 효과를 이론 적으로 분석한다. 제안하는 컨버터는 스위치의 전류가 첨두치를 가질 때 가파른 기울기를 가지며 전체 구간에서 보조 회로의 전류가 증감을 반복한다. 이로 인해서 보조 회로에 반도체 소자를 사용하지 않은 다른 소프트 스위칭 회로에 비해서 도통 손실의 증가분이 줄어들게 된다.

그림 5.14와 그림 5.15는 각각 시비율이 0.5보다 작을 때와 클 때 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터의 보조 회로와 스위치의 전류 파형이다. 분석의 편의성을 위해 소프트 스위칭 시점에 스위치 전류는 0이 된다고 가정한다. 점선으로 표시된 파형이 비교군 영 전압 천이 컨버터의 전류 파형이며 실선으로 표시된 파형은 제안하는 컨버터의 파형이다. 시비율이 0.5보다 작은 경우는 주 스위치의 전류 파형이, 시비율이 0.5보다 클 때는 동기식 스위치의 전류 파형이 동일하기 때문에 동일한 파형은 생략한다. 시비율에 따른 비교군 영 전압 천이 컨버터의 스위치의 도통 손실과 보조 회로에서 발생하는 순환 전류에 의한 손실은 각각 식 (5.17), (5.18)과 같다.

$$P_{cond_loss3} = \begin{cases} I_{s-p}^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{3}D \right) R_{ds-on} & \text{for } D < 0.5 \\ I_{s-p}^2 \left(\frac{2}{3}D - \frac{1}{6} \right) R_{ds-on} & \text{for } D > 0.5 \end{cases} \quad (5.17)$$

$$P_{circ_loss3} = \begin{cases} \frac{I_{s-p}^2}{3} (3 - 4D) R_{ind.} & \text{for } D < 0.5 \\ \frac{I_{s-p}^2}{3} (4D - 1) R_{ind.} & \text{for } D > 0.5 \end{cases} \quad (5.18)$$

위 식에서 P_{cond_loss3} 과 P_{circ_loss3} 은 각각 비교군 컨버터의 스위치의 도통 손실과 보조 회로에서 발생하는 순환 손실이다.

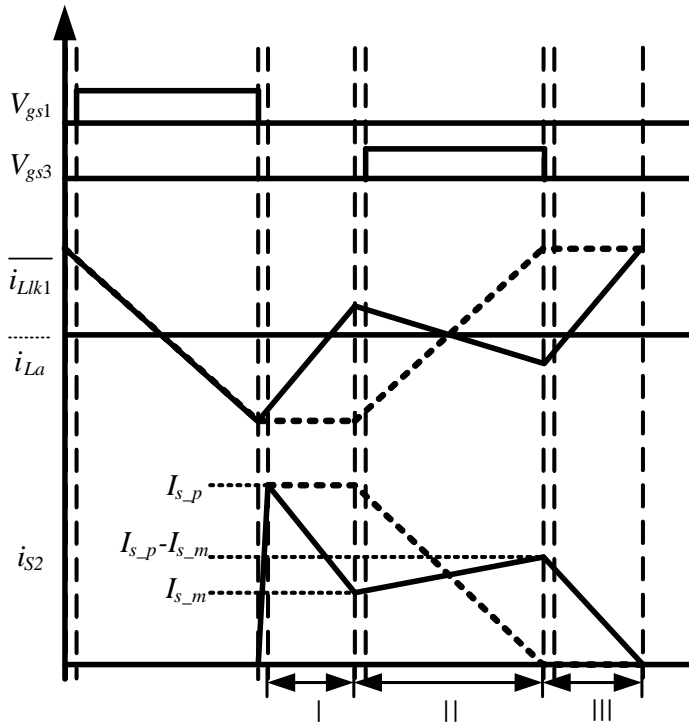


그림 5.14 시비율이 0.5보다 작은 경우, 부스트 모드의
제안하는 컨버터와 비교군 컨버터의 전류 파형

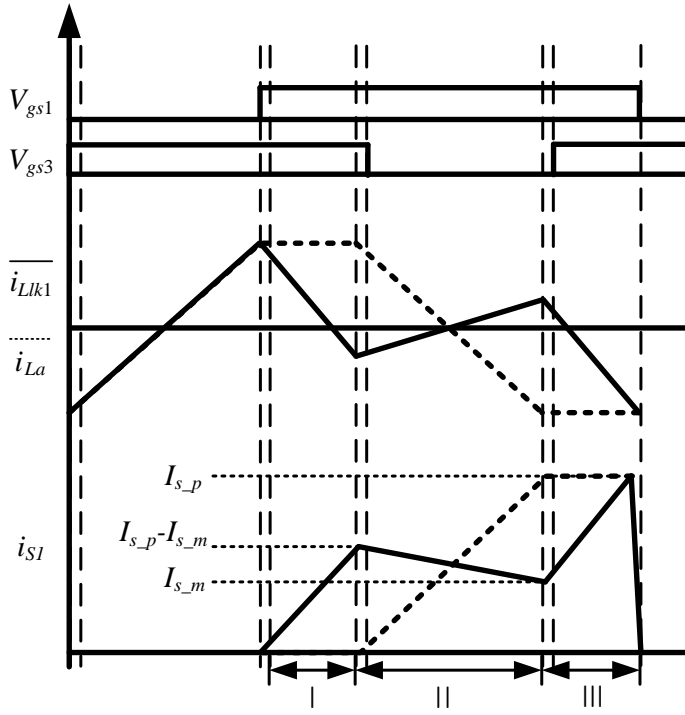


그림 5.15 시비율이 0.5보다 큰 경우, 부스트 모드의
제한하는 컨버터와 비교군 컨버터의 전류 파형

이 때 제한하는 컨버터의 스위치의 도통 손실과 보조 회로에서 발생하는
순환 손실의 차이는 식 (5.19), (5.20)과 같다.

$$\begin{aligned}
 P_{diff,2} &= P_{cond,loss3} - P_{cond,loss1} \\
 &= \begin{cases} \{(1-2D)(I_{s_p}^2 - I_{s_m}^2) + I_{s_m}(I_{s_p} - I_{s_m})\}R_{ds_on} & \text{for } D < 0.5 \\ \{(2D-1)(I_{s_p}^2 - I_{s_m}^2) + I_{s_m}(I_{s_p} - I_{s_m})\}R_{ds_on} & \text{for } D > 0.5 \end{cases} \quad (5.19)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
P_{circ_diff.2} &= P_{cond_loss3} - 2P_{cond_loss1} \\
&= \begin{cases} [(1-2D)\{(I_{s_p} + I_{s_m})^2 - 3I_{s_m}^2\} + 2DI_{s_m}^2]R_{ind.} & \text{for } D < 0.5 \\ [(2D-1)\{(I_{s_p} + I_{s_m})^2 - 3I_{s_m}^2\} + 2DI_{s_m}^2]R_{ind.} & \text{for } D > 0.5 \end{cases} \quad (5.20)
\end{aligned}$$

$P_{diff.2}$ 와 $P_{circ_diff.2}$ 는 비교군 영 전압 천이 컨버터와 제안하는 컨버터의 도통 손실과 순환 손실의 차이를 의미한다. 그림 5.16과 그림 5.17은 $P_{diff.2}$ 와 $P_{circ_diff.2}$ 를 도시한 것이다. 그림에서 I_{s_p} 는 10A, 시비율은 0-1까지로 두고 MOSFET 스위치의 등가 저항은 실험에서 사용한 스위치와 동일하게 0.25Ω , 자성 소자의 등가 저항은 $50m\Omega$ 으로 두고 I_{s_m} 은 0부터 $I_{s_p}/2$ 까지 도 시하였다. 그림에서 확인할 수 있듯이 식 (5.19)와 (5.20)은 언제나 양의 값 을 가지게 된다. 따라서 제안하는 컨버터는 언제나 비교군 영 전압 천이 컨버터보다 도통 손실이 줄어들게 된다. 그림에서 비교군 영 전압 천이 컨 버터와 제안하는 컨버터는 시비율 0.5 부근에서 차이가 가장 적어지고 시 비율이 0.5에서 멀어질수록 도통 손실의 차이는 커짐을 확인할 수 있다.

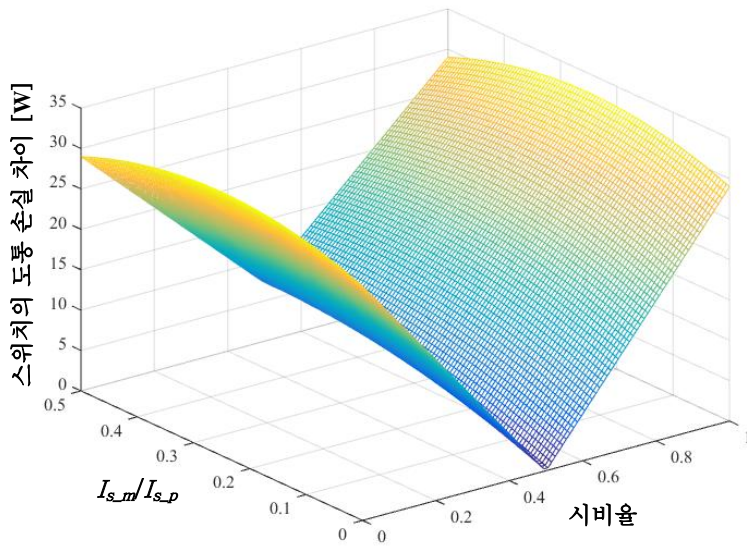


그림 5.16 비교군 영 전압 천이 컨버터와 제안하는 컨버터의
MOSFET 스위치의 도통 손실 차이

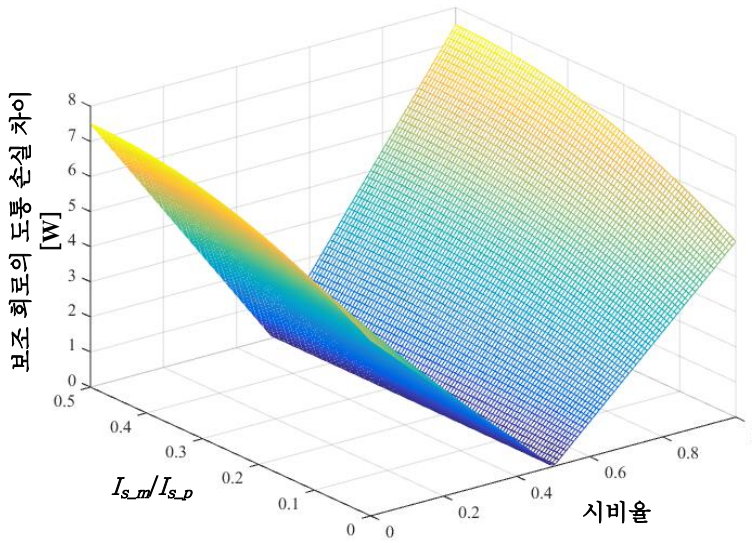


그림 5.17 비교군 영 전압 천이 컨버터와 제안하는 컨버터의
보조 회로의 순환 손실 차이

식 (5.21)은 제안하는 소프트 스위칭 컨버터와 하드 스위칭 컨버터의 총 도통 손실의 차이와 비교군 영 전압 천이 컨버터와 하드 스위칭 컨버터의 총 도통 손실의 차이의 비를 의미한다.

$$ratio = \frac{W_{cond_proposed} - W_{cond_conven.}}{W_{cond_comparative} - W_{cond_conven.}} \quad (5.21)$$

그림 5.18은 이 비를 그래프로 나타낸 것이다. 순환 손실은 α 가 0.41일 때 대략 35% 이상 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 따라서 제안하는 회로의 순환 손실 저감 효과를 이론적으로 확인할 수 있다.

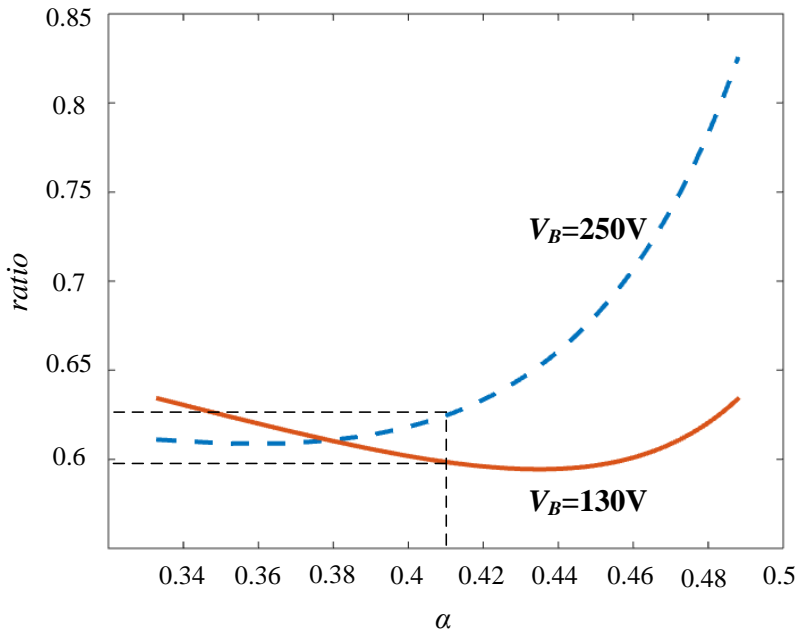


그림 5.18 제안하는 컨버터와 비교군 컨버터의 도통 손실 증가분의 비

5.3 손실 모델

본 장에서는 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터, 하드 스위칭 컨버터의 손실을 이론적으로 비교한다. 컨버터의 손실은 크게 스위칭 시 발생하는 스위칭 손실, 전류가 흐르며 발생하는 도통 손실, 그리고 자성 소자에서 발생하는 코어 손실로 나눌 수 있다 [94-95]. 실제로 코어에서 발생하는 손실은 코어 손실과 도선에 의해 발생하는 도통 손실이 있으며 코어의 도통 손실과 반도체 소자에서 발생하는 도통 손실은 도통 손실에서 함께 분석한다. 실험 조건에서 각각의 손실을 분석하고 발생하는 총 손실을 예측한다.

5.3.1 스위칭 손실 비교

본 절에서는 제안하는 컨버터와 비교군 컨버터, 하드 스위칭 컨버터의 스위칭 손실을 비교한다. 그림 5.19는 MOSFET 스위치의 전압과 전류를 표시한 그림이며 그림 5.20은 컨버터의 턴 온 시점과 턴 오프 시점의 드레인-소스 전압과 전류 파형을 도시한다. 스위치가 턴 온하면서 발생하는 손실은 크게 스위치의 드레인-소스 전류와 전압에 의해 발생하는 중첩 손실, 커패시터에 의해 발생하는 방전 손실, 다이오드 특성에 의해 발생하는 역회복 전하 손실로 나타낼 수 있다([92], [93]). 반면 턴 오프 시에는 스위칭 손실에서 큰 비중을 차지하는 역회복 문제가 발생하지 않으며 전압과 전류의 중첩 손실만 나타난다. 또한 MOSFET 스위치의 경우 턴 오프 시간이

턴 온 시간에 비해 짧기 때문에 턴 오프 손실은 턴 온 손실에 비해 상대적으로 작은 편이다. 제안하는 컨버터와 비교군 컨버터는 영 전압으로 스위칭하기 때문에 턴 온 손실은 존재하지 않으며 턴 오프 손실만 존재한다.

식 (5.22)는 구간 t_r 동안 발생하는 턴 오프 손실을 나타낸다. 그림에서 드레인-소스 전압과 전류가 중첩되는 구간이 생겨 이 구간에 의해 발생하는 손실이 턴 오프 손실이 된다.

$$P_{off_overlap} = f_s W_{off_overlap} = f_s \frac{1}{2} V_{ds} I_{ds} t_f \quad (5.22)$$

식 (5.23) - (5.25)는 각각 컨버터의 턴 온 시에 발생하는 중첩 손실, 커패시터에 의해 발생하는 방전 손실, 그리고 역 회복 손실을 의미한다. 중첩 손실은 턴 오프 구간의 삼각형 형태와는 다르게 역 회복 손실에 의해 사각형 형태로 증가할 수 있다 [92].

$$P_{on_overlap} = f_s W_{on_overlap} = f_s V_{ds} I_{ds} t_r \quad (5.23)$$

$$P_{cap} = f_s W_{cap} = f_s \frac{1}{2} C_{oss} V_{ds}^2 \quad (5.24)$$

$$P_{rr} = f_s W_{rr} = f_s V_{ds} Q_{rr}(t) \quad (5.25)$$

역 회복에 의해 발생하는 손실은 MOSFET의 기생 다이오드의 특성에 관련이 있다. 식 (5.25)에서 Q_r 은 총 전하량을 의미하는 기호이며 (5.26)과

같이 역 전류 I_{rr} 과 역 회복 시간 t_{rr} 의 곱으로 간략화 할 수 있다.

$$Q_{rr} = \frac{1}{2} I_{rr}(t) t_{rr}(t) \quad (5.26)$$

이때 소자가 가지는 고유의 성질에 의해 역 전류와 역 회복 시간을 구할 수 있으며 식 (5.26) - (5.28)과 같이 같다 [95].

$$I_{rr} = \sqrt{2\tau I_F \frac{di_R}{dt}} \quad (5.27)$$

$$t_{rr} = \sqrt{2\tau \frac{I_F}{\frac{di_R}{dt}}} \quad (5.28)$$

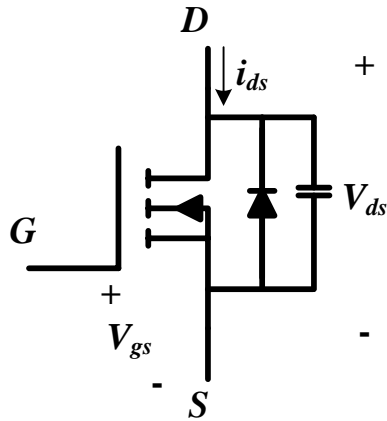


그림 5.19 MOSFET 스위치

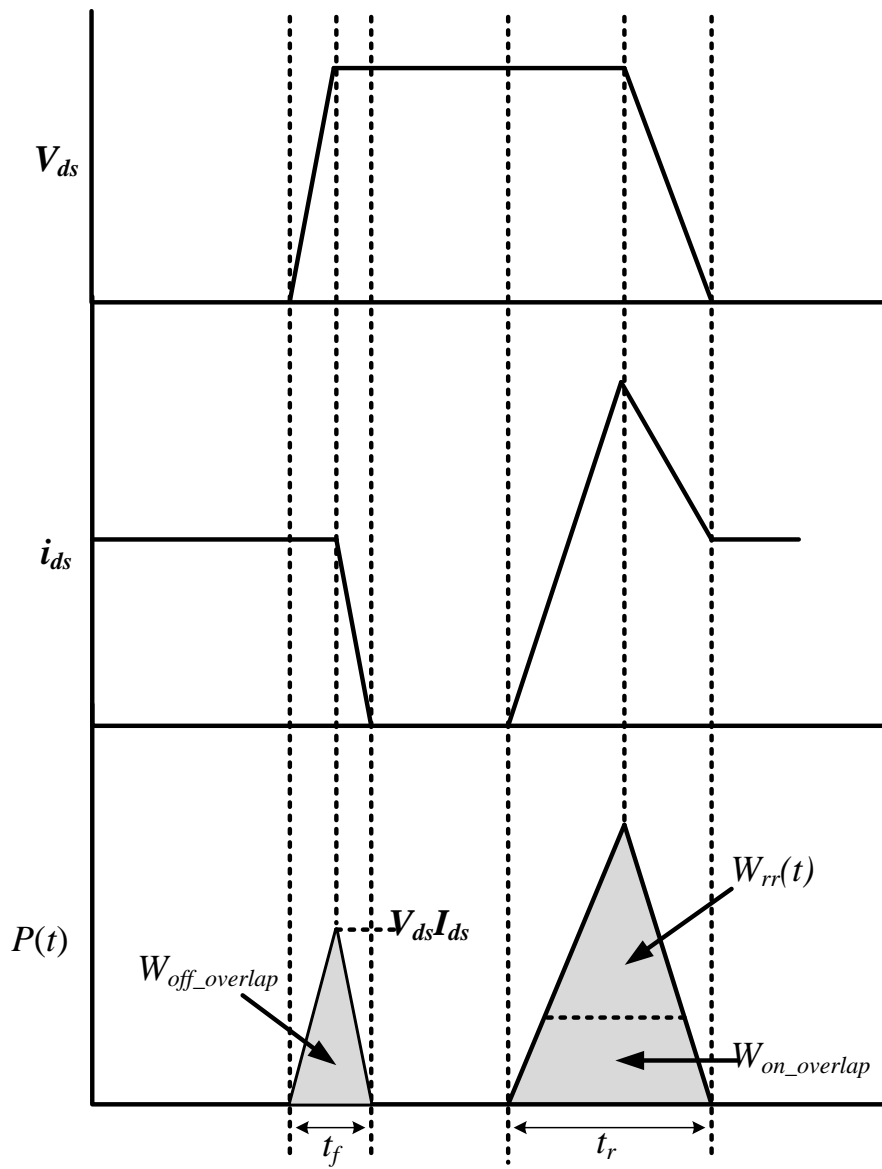


그림 5.20 스위칭 순간의 드레인-소스 전압, 전류, 전력의 파형[92]

식에서 $\tau = \frac{W_d^2}{kT/q\{\mu_n + \mu_p\}}$ 를 의미한다. Q_{rr} 은 전체 역 회복 전하량, t_{rr} 은 총

역 회복 시간, I_{rr} 은 역 회복으로 인한 전류의 첨두치, di_R/dt 는 다이오드의 전류 변화량을 의미한다. 또한 τ 는 다이오드의 물성에 관련된 상수이며 캐리어의 life time을 의미하고 k 는 볼츠만 상수, T 는 온도, q 는 전하의 에너지, μ_N 과 μ_P 는 각각 전자 이동도와 정공 이동도이다.

그림 5.21과 그림 5.22는 각각 V_B 가 250V와 130V일 때의 스위칭 손실을 도시한다. 전류가 커질수록 역 회복 전하 손실이 차지하는 비중이 커지기 때문에 컨버터의 턴 온 손실은 저전압부의 전압이 낮아서 스위치의 전류가 커질 때 더욱 커지는 것을 알 수 있다. 그리고 MOSFET 스위치의 특성상 턴 온 손실이 스위칭 손실의 대부분을 차지하는 것을 확인할 수 있다.

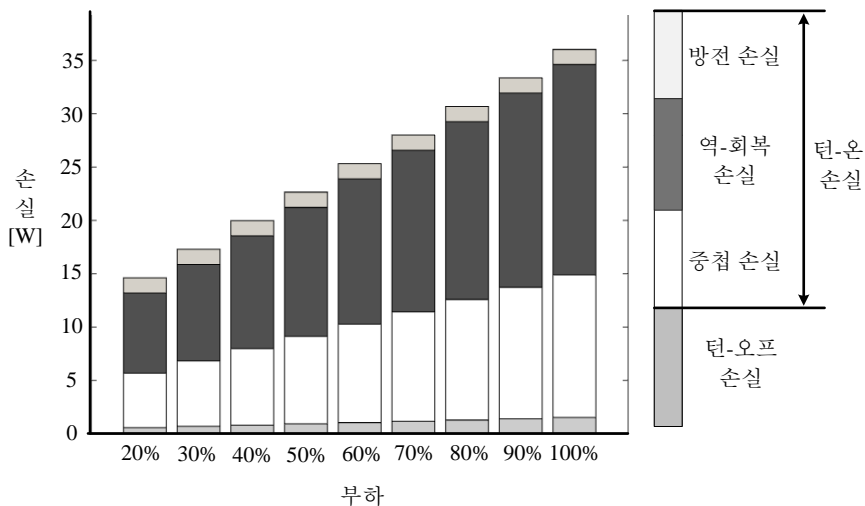


그림 5.21 $V_B=250V$ 일 때 스위칭 손실

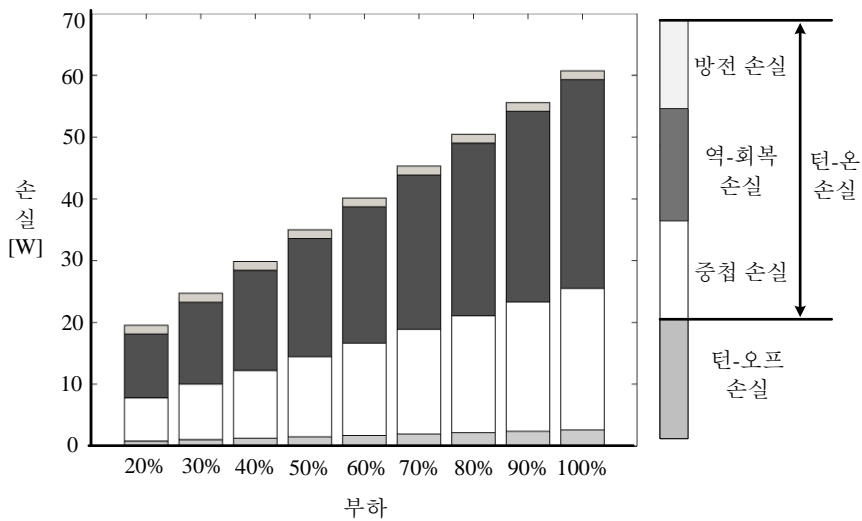


그림 5.22 $V_B=130V$ 일 때 스위칭 손실

그림 5.23과 그림 5.24는 각각 제안하는 컨버터와 비교군 소프트 스위칭 컨버터, 하드 스위칭 컨버터의 스위칭 손실을 도시한다. 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터는 그림 5.21과 그림 5.22의 스위칭 손실 중 턴 오프 손실만 존재하는 상태이며 하드 스위칭 컨버터는 턴 온 손실과 턴 오프 손실이 동시에 존재한다. 제안하는 컨버터와 비교군 컨버터는 턴 온 손실이 없어지기 때문에 스위칭 손실이 크게 저감될 것으로 기대할 수 있다.

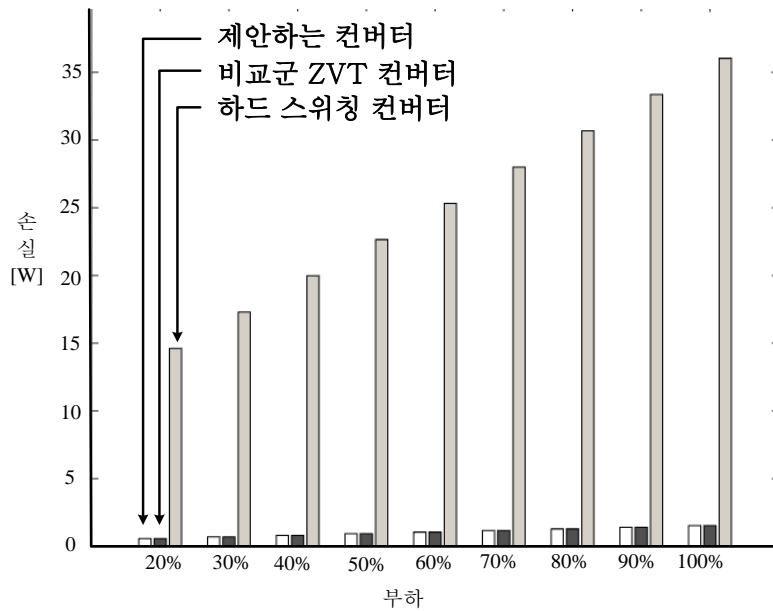


그림 5.23 $V_B=250V$ 일 때 컨버터의 스위칭 손실 예상

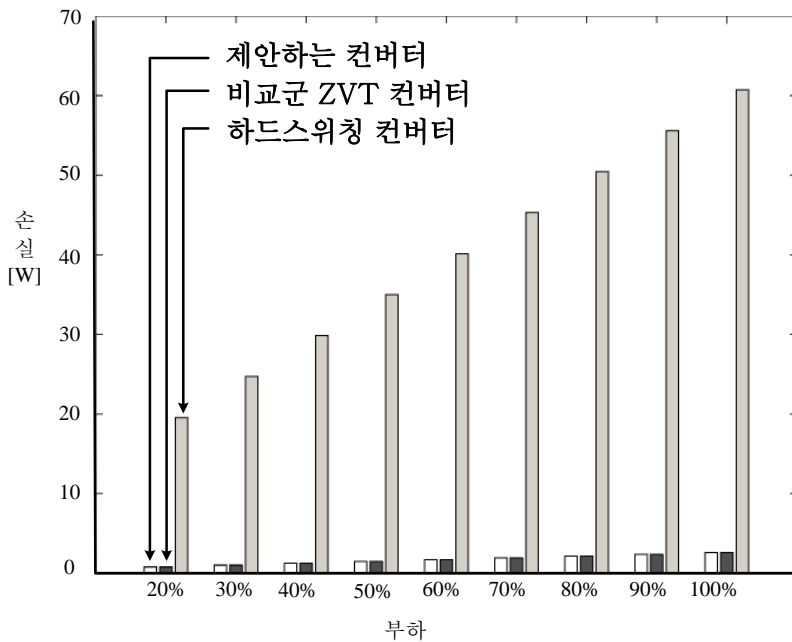


그림 5.24 $V_B=130V$ 일 때 컨버터의 스위칭 손실 예상

5.3.2 코어 손실 비교

본 장에서는 제안하는 회로와 비교군 영 전압 천이 컨버터, 하드 스위칭 컨버터의 코어 손실을 비교한다. 일반적으로 코어의 손실은 주파수와 자속 밀도(flux density, B)에 따라 달라진다. 또한 코어의 재질이 코어의 손실을 결정하는 중요한 요인이다. 코어의 손실에 대해 일반적으로 사용하는 Steinmetz 공식은 식 (5.29)와 같다 [96-98].

$$P_{core} = V_c k f_s^\alpha (\Delta B)^\beta \quad (5.29)$$

V_c 는 코어의 부피, k 와 α , β 는 코어의 재질에 의해 결정되는 상수를 의미하며 f_s 는 주파수, B 는 자속 밀도를 의미한다. 이 때 자속 밀도는 (5.30)과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta B = \frac{LI_{pk}}{NA_c} \quad (5.30)$$

L 은 인덕터의 값, I_{pk} 는 인덕터에 흐르는 교류 전류의 맥동 범위의 최댓값, N 은 턴수, A_c 는 코어의 cross-section area을 의미한다. 실험에 사용된 PC 44 재질의 ferrite 코어에 대한 단위 부피당 손실 그래프는 그림 5.25와 같다. 전류에 의해서 자속 밀도와 동작 주파수가 결정되면 이를 이용해서 단위 부피당 코어의 손실을 구할 수 있다. 이 때 단위 부피당 코어의 손실에 코어의 부피를 곱하면 코어에서 발생하는 코어 손실을 구할 수 있다.

Material: PC44

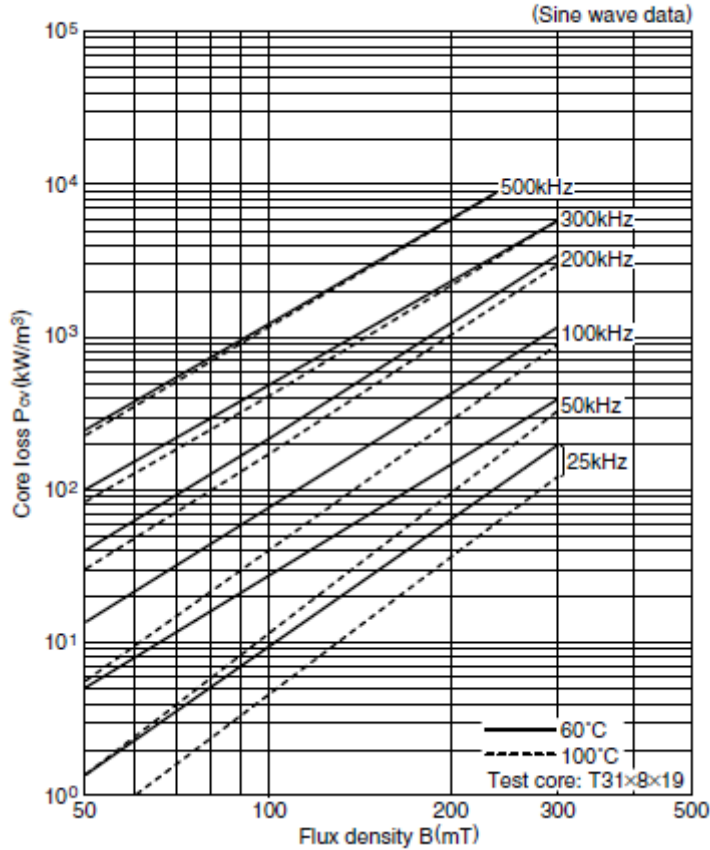


그림 5.25 코어 손실 그래프 [99]

제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터, 하드 스위칭 컨버터의 주 인덕터의 파형은 동일하기 때문에 주 인덕터의 코어 손실은 동일하다. 자속 밀도에 의한 손실은 히스테리시스 곡선에서 발생하기 때문에 I_{pk} 는 직류 값이 아닌 맥동 범위의 절반으로 해야 한다. 컨버터를 전류 연속 모드로 구동할 때는 전류의 맥동 범위가 작기 때문에 주 인덕터는 코어 손

실이 거의 발생하지 않는다. 따라서 각각 결합 인덕터와 보조 인덕터가 추가되는 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터의 코어 손실이 하드 스위칭 컨버터의 코어 손실에 비해 커질 수 밖에 없다. 또한 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터의 보조 회로에 흐르는 전류는 주파수 변조를 사용하지 않은 경우 부하 범위에 상관없이 동일하기 때문에 보조 회로의 코어 손실은 부하에 상관없이 동일하다.

제안하는 회로의 결합 인덕터는 하나의 코어로 구현할 경우 누설 인덕터와 자화 인덕터의 값을 정확하게 결정하기 어렵기 때문에 하나의 변압기와 두 개의 누설 인덕터를 각각의 코어를 사용하여 구성하였다. 따라서 각각의 코어에 대한 코어 손실을 분석한다. 제안하는 컨버터의 보조 회로와 비교군 컨버터의 보조 회로는 주파수가 일정하다면 전류의 첨두치가 동일하기 때문에 부하에 상관없이 일정한 순환 전류 값을 가진다. 그림 5.25의 결과에서 역산을 통해 코어의 상수를 식 (5.31)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} k &= 2.0029 \times 10^{-4} \\ \alpha &= 1.6236 \\ \beta &= 2.5413 \end{aligned} \tag{5.31}$$

이에 따라 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터의 보조 회로에서 발생하는 코어의 손실은 표 5.3과 같다. 코어의 손실은 그림 5.26, 그림 5.27과 같이 부하에 상관없이 거의 일정한 값을 가진다.

표 5.3 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 컨버터의 코어 손실

손실 발생 코어	손실
누설 인덕터	4.60W

자화 인덕터	8.05W
제안하는 컨버터의 보조 회로의 총 코어 손실	17.25W
비교군 영 전압 천이 컨버터의 코어 손실	19.05W

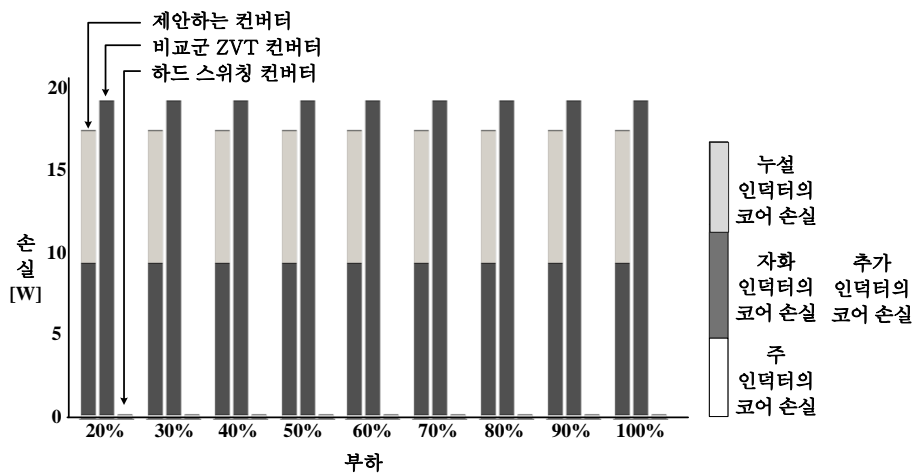


그림 5.26 $V_B=250V$ 일 때 코어 손실

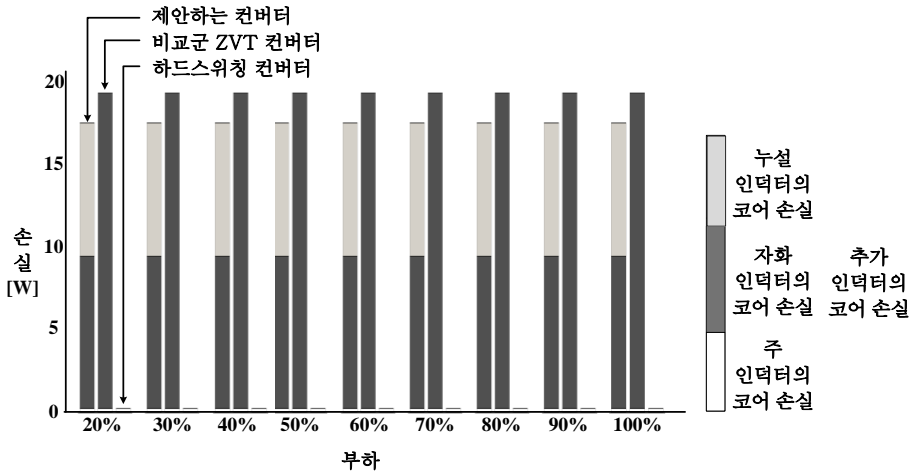


그림 5.27 $V_B=130V$ 일 때 코어 손실

5.3.3 도통 손실 비교

5.2장에서 기술한 내용을 바탕으로 컨버터의 도통 손실을 구할 수 있다. 컨버터의 도통 손실은 크게 수동 소자에 의해 발생하는 손실과 스위치에서 발생하는 손실로 나눌 수 있다. 대부분 스위치의 등가 저항의 크기가 수동 소자의 기생 저항에 비해 크기 때문에 주 도통 손실원은 스위치에서 발생하는 도통 손실이다. 그림 5.28과 그림 5.29에서 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터, 하드 스위칭 컨버터의 도통 손실을 도시하였다. 그림에서 확인할 수 있듯이 제안하는 컨버터는 스위치 소자를 사용하지 않고 소프트 스위칭으로 동작하는 방식이기 때문에 하드 스위칭 컨버터에 비해 도통 손실이 증가할 수 밖에 없으나 비교군 영 전압 천이 컨버터와

비교하면 도통 손실이 저감되어 효율 상승의 효과를 기대할 수 있다.

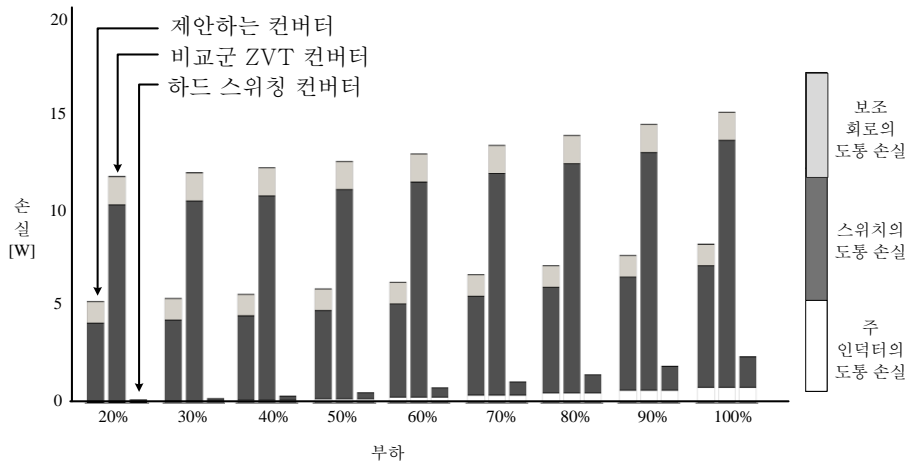


그림 5.28 $V_B=250V$ 일 때 도통 손실

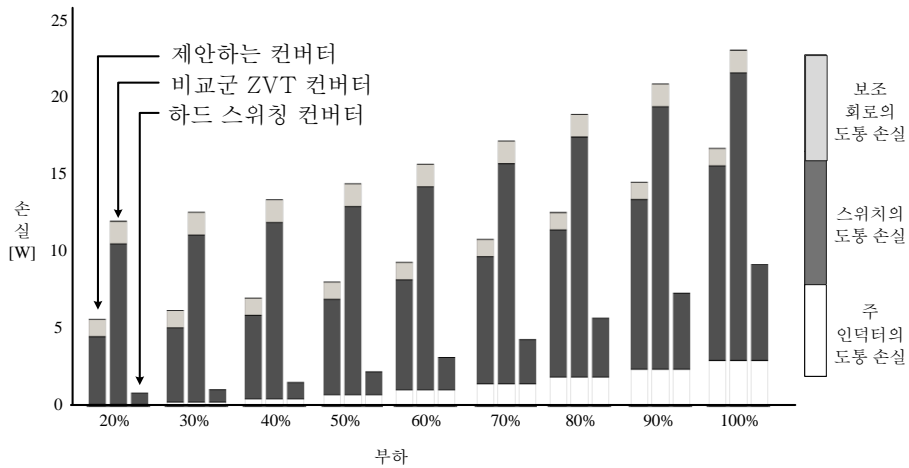


그림 5.29 $V_B=130V$ 일 때 도통 손실

5.3.4 전체 손실 모델 비교

본 절에서는 전체 컨버터의 손실 모델을 구한다. 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터의 손실원은 도통 손실, 주 인덕터의 코어 손실, 보조 인덕터의 코어 손실, 스위치의 턴 오프 손실로 구성되어 있다. 하드 스위칭 컨버터의 손실은 도통 손실과 주 인덕터의 코어 손실, 스위치의 턴 온 및 턴 오프 손실로 구성되어 있다. 그림 5.30과 그림 5.31은 각각 저 전압부 전압이 250V, 130V 일 때 부하에 따른 예상 손실을 도시한다. 제안하는 회로는 전 영역에서 도통 손실의 감소 효과로 인해 비교군 영 전압 천이 컨버터에 비해 더 작은 손실을 보일 것으로 예측할 수 있다. 또한 경 부하 영역에서는 순환 손실과 코어 손실로 인해서 하드 스위칭 컨버터에 비해 손실이 커질 것으로 예측할 수 있으나 부하가 커지면 스위칭 손실이 저감되어 제안하는 컨버터의 손실이 하드 스위칭 컨버터의 손실보다 줄어들게 될 것으로 예측할 수 있다.

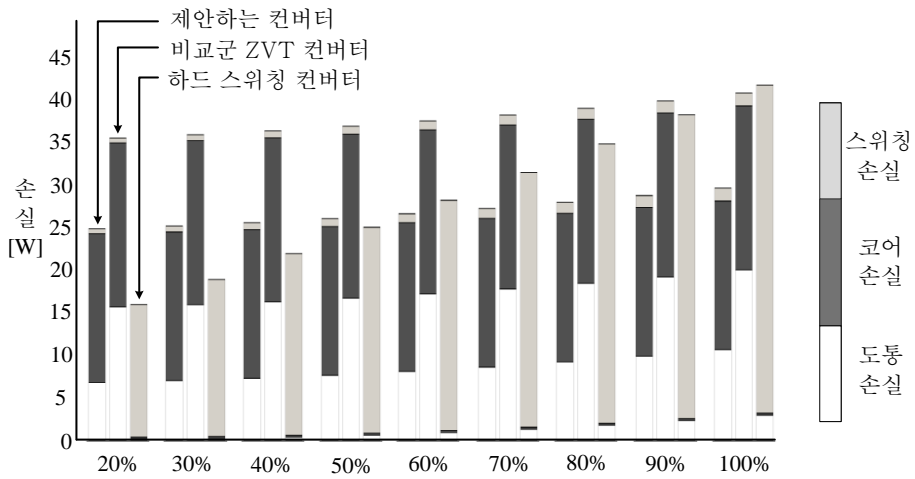


그림 5.30 $V_B=250V$ 에서 총 손실

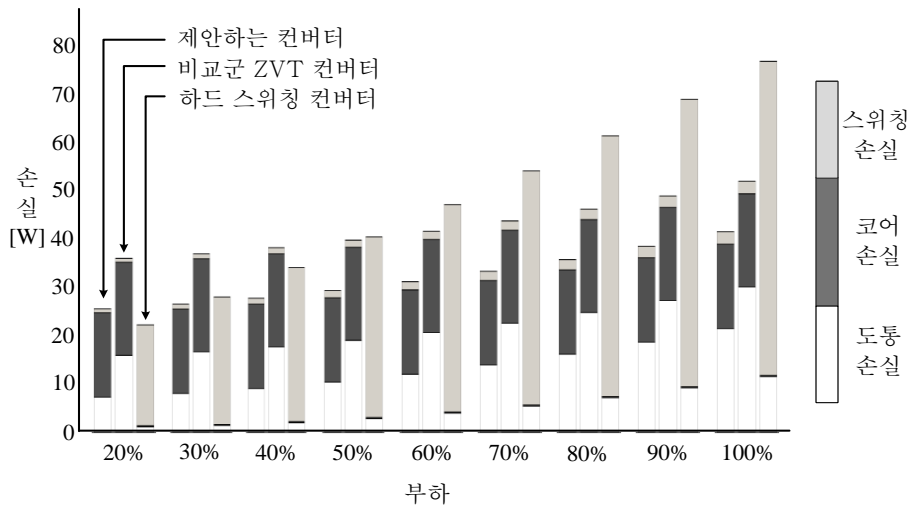


그림 5.31 $V_B=130V$ 일 때 총 손실

저 전압부 전압이 250V일 때는 역 회복 문제가 심각하게 발생하지 않기

때문에 하드 스위칭 컨버터의 효율이 높을 것으로 예측할 수 있다. 그러나 저 전압부 전압이 130V일 때는 스위치에 흐르는 전류가 커져서 역 회복 문제가 심각하게 나타나 전반적인 효율이 저감될 것으로 예측할 수 있다. 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터는 이러한 역 회복 문제가 나타나지 않아 효율의 감소분이 하드 스위칭 컨버터에 비해 작게 나타날 것으로 예측할 수 있다. 이러한 손실 분석 결과를 바탕으로 각각 저 전압부 전압이 250V와 130V일 때 그림 5.32, 그림 5.33과 같이 효율 예측 곡선을 도출할 수 있다.

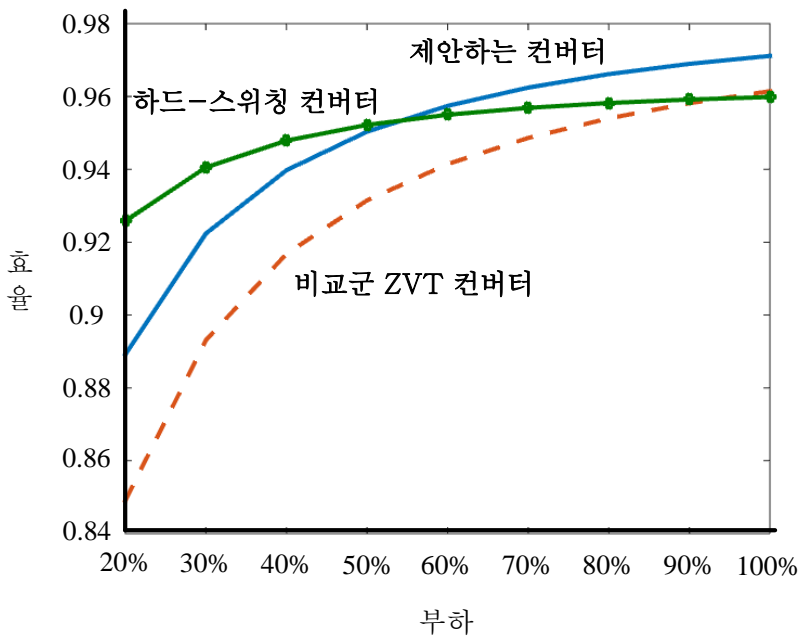


그림 5.32 $V_B=250V$ 일 때 효율 예측 곡선

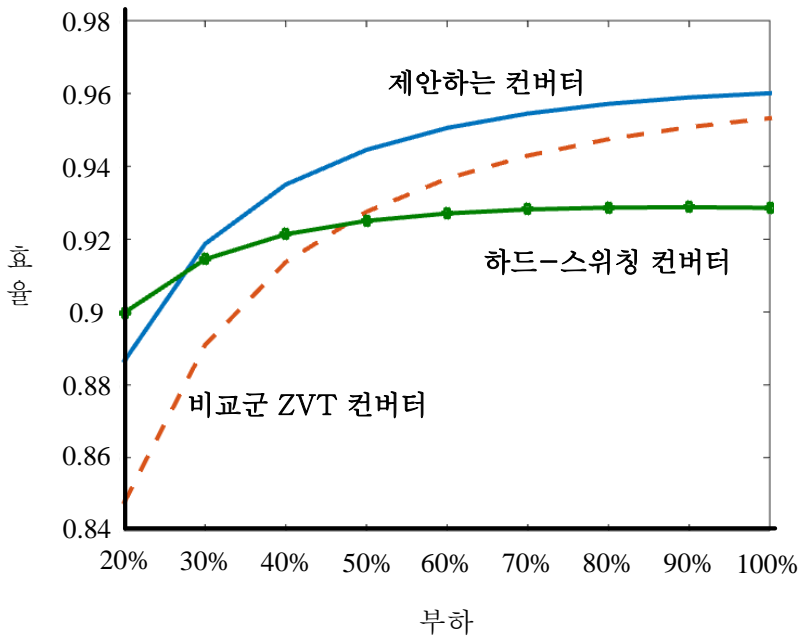


그림 5.33 $V_B=130V$ 일 때 효율 예측 곡선

5.3.5 주파수 변조 기법 적용

본 절에서는 제안하는 컨버터의 효율 향상 효과를 극대화 하기 위해 주파수 변조 기법을 적용했을 때의 손실에 대해 분석한다. 비교군 영 전압 천이 컨버터와의 비교에서는 전 영역에서 제안하는 컨버터가 높은 효율로 동작함을 확인했기 때문에 주파수를 변조한 제안하는 컨버터, 100kHz로 동작하는 제안하는 컨버터, 100kHz로 동작하는 하드 스위칭 컨버터에 대해 비교, 분석한다. 주파수 변조 기법은 부하에 따라 적정 주파수를 인가하여 순환 전류를 최소화하여 제안하는 컨버터의 최대 부하 이외의 영역에서 발생하는 도통 손실을 최소화 하여 효율을 증가시키는 방식이다. 이를 위

해 4장에서 분석한 것처럼 식 (4.26), (4.27)에 해당하는 주파수를 입·출력 전압과 부하에 따라 인가하면 된다. 해당 주파수는 그림 5.34와 같다. 주파수를 높여서 순환 손실을 저감 시킬 수 있으나 턴 오프 손실이 증가하게 되고 코어 손실이 증가하게 될 가능성을 고려해야 한다. 그림 5.35와 그림 5.36은 각각 V_B 가 250V일 때와 130V일 때 주파수를 변조한 제안하는 컨버터와 100kHz로 동작하는 제안하는 컨버터의 턴 오프 손실을 도시한다. 주파수가 증가함에 따라 턴 오프 손실이 증가하기는 하지만 MOSFET 스위치의 특성 상 턴 오프 손실이 작기 때문에 증가분이 크지 않다. 따라서 턴 오프 손실의 증가로 인한 손실의 증가분은 경미할 것으로 예측할 수 있다.

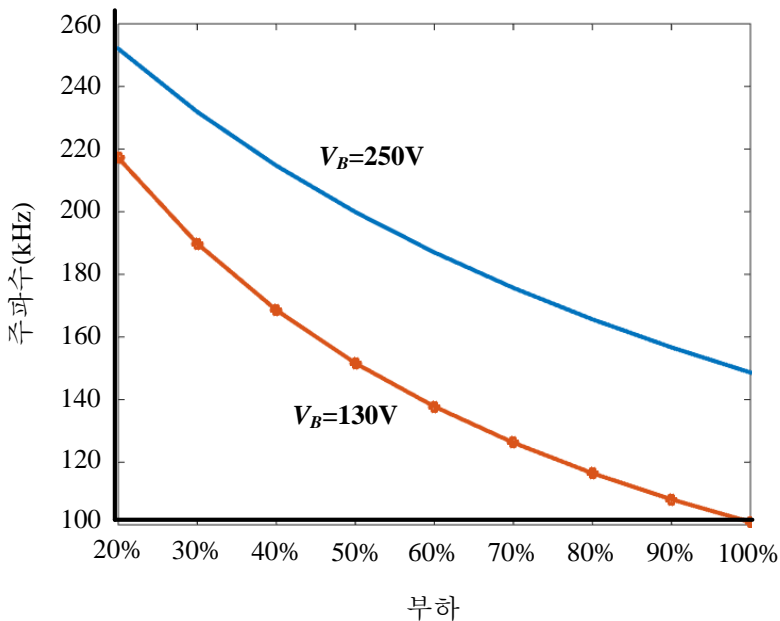


그림 5.34 부하와 V_B 에 따른 순환 손실을 최소화 하는 주파수

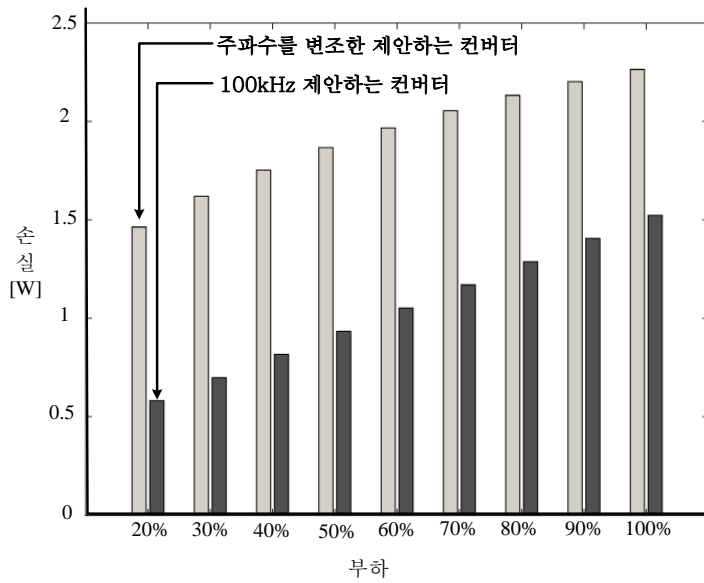


그림 5.35 $V_B=250V$ 일 때 턴 오프 손실 비교

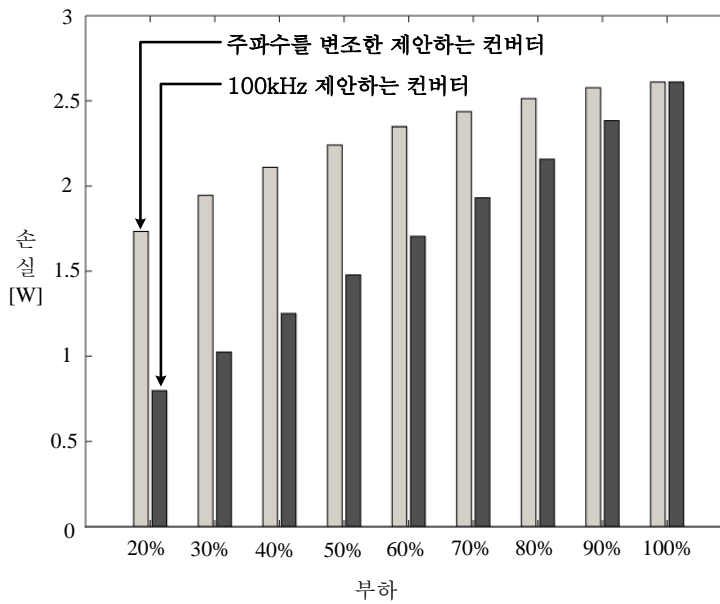


그림 5.36 $V_B=130V$ 일 때 턴 오프 손실 비교

그림 5.37과 그림 5.38은 주파수를 변조한 제안하는 컨버터와 100kHz로 동작하는 제안하는 컨버터, 100kHz로 동작하는 하드 스위칭 컨버터의 코어 손실을 도식한다. 주 인덕터는 보조 결합 인덕터에 비해 전류의 맥동 성분이 작기 때문에 주 인덕터의 코어 손실은 거의 무시할 만하다. 결합 인덕터의 누설 인덕터와 자화 인덕터의 경우 주파수가 증가하기는 하지만 그에 따라 전류의 첨두치가 감소하기 때문에 자속 밀도는 오히려 감소하게 되어서 코어의 손실이 감소하는 것을 확인할 수 있다. V_B 가 130V일 때 100% 부하에서는 주파수를 변조하는 경우도 100kHz로 동작하기 때문에 동일한 코어 손실을 가진다.

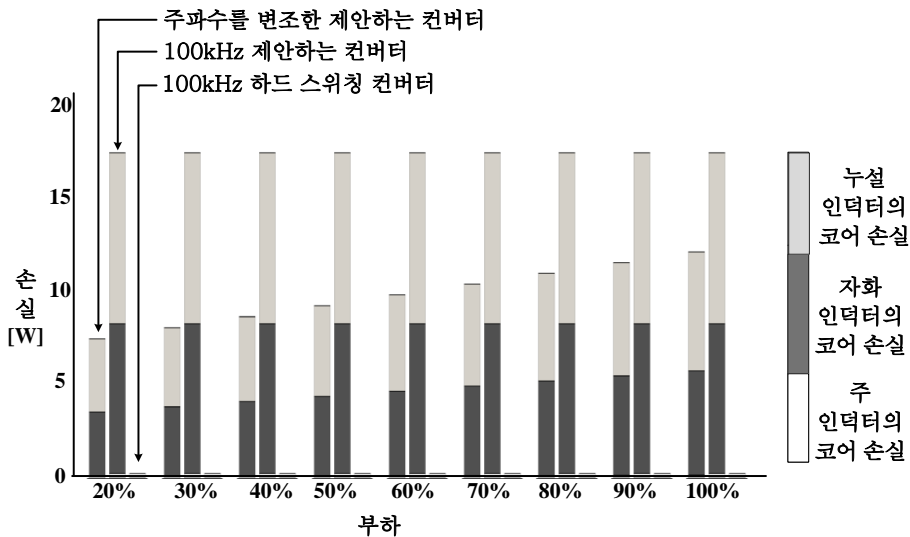


그림 5.37 $V_B=250V$ 일 때의 코어 손실 비교

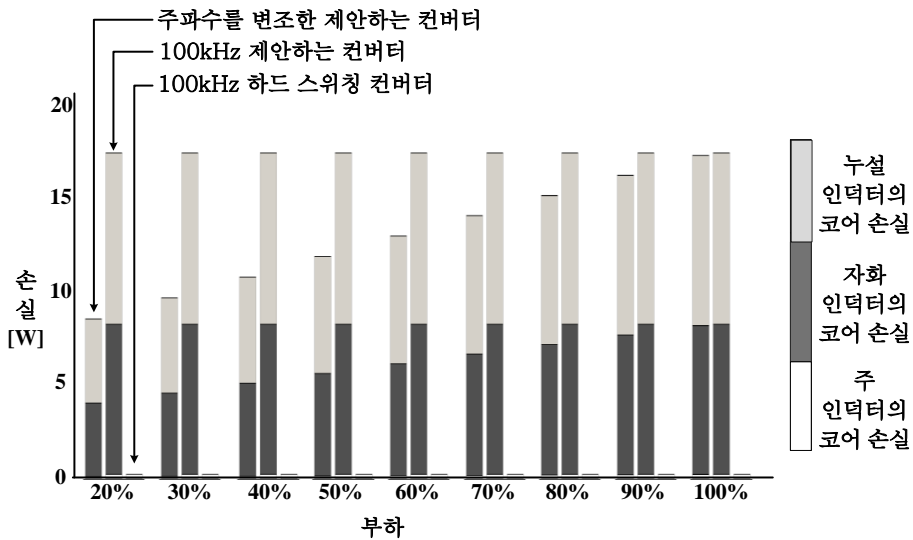


그림 5.38 $V_B=130V$ 일 때의 코어 손실 비교

그림 5.39와 그림 5.40은 각각 V_B 가 250V일 때와 130V일 때 도통 손실을 비교하였다. 주파수 변조를 적용한 제안하는 컨버터는 100kHz로 동작하는 하드 스위칭 컨버터에 비해 도통 손실이 늘어나게 되지만 100kHz로 동작하는 제안하는 컨버터에 비해서는 도통 손실이 저감되는 것을 확인할 수 있다. 코어 손실과 마찬가지로 $V_B=130V$ 일 때는 최대 부하에서 주파수를 변조하는 경우와 변조하지 않는 경우가 동일한 주파수로 동작하기 때문에 이 때의 도통 손실 역시 동일하다.

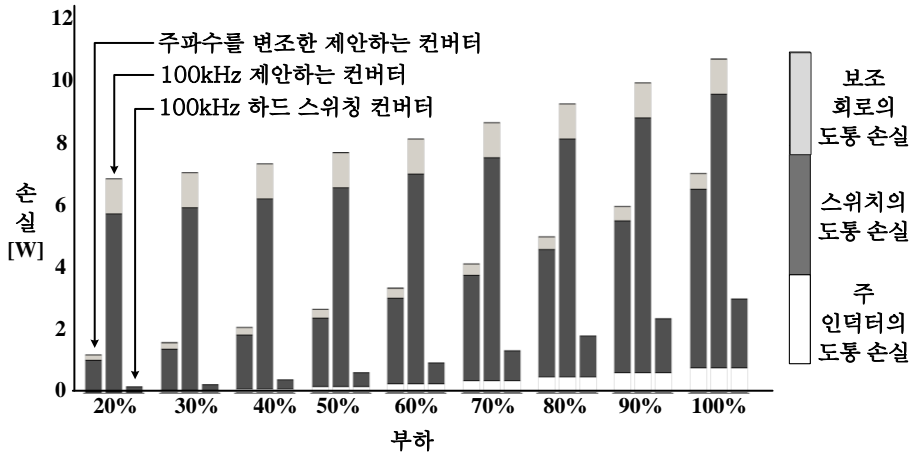


그림 5.39 $V_B=250V$ 일 때의 도통 손실 비교

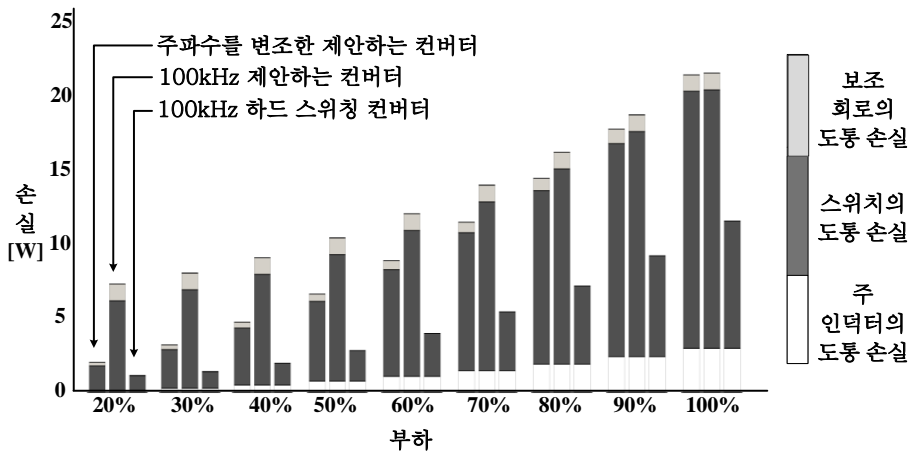


그림 5.40 $V_B=130V$ 일 때의 도통 손실 비교

그림 5.41과 그림 5.42는 각각 $V_B=250V$, $130V$ 일 때의 전체 손실을 도시한다. 100kHz로 동작하는 제안하는 컨버터와 달리 주파수를 변조하게 되면

도통 손실과 코어 손실의 감소로 인해 전체 부하 영역에서 하드 스위칭 컨버터에 비해 손실이 감소할 것으로 예상할 수 있다.

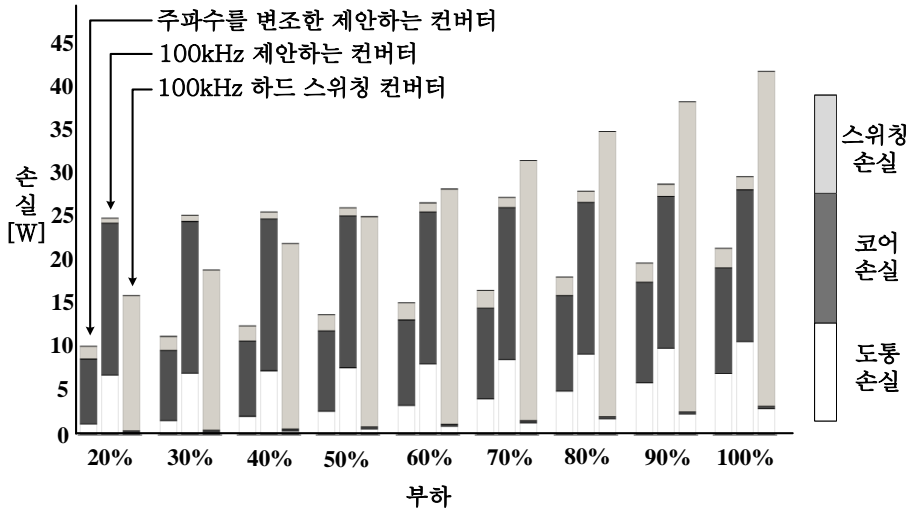


그림 5.41 $V_B=250V$ 일 때의 손실 계산

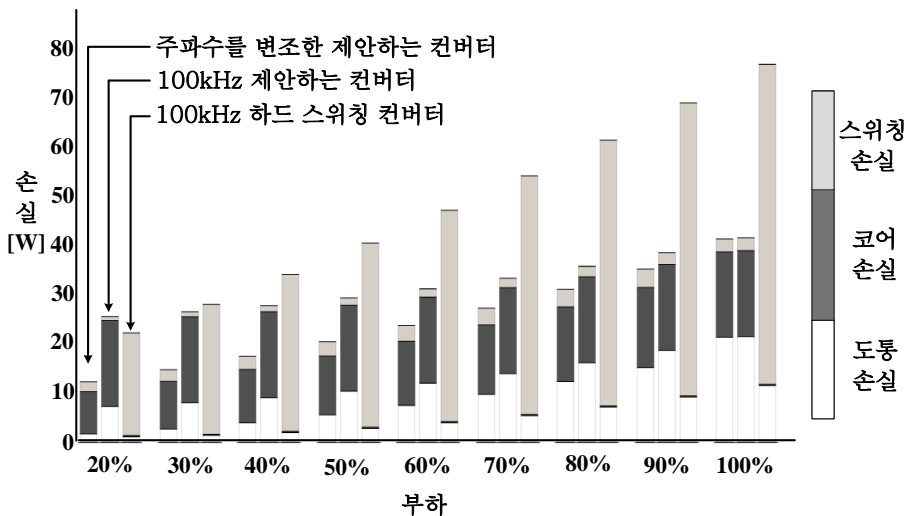


그림 5.42 $V_B=130V$ 일 때의 손실 계산

그림 5.43과 그림 5.44는 각각 $V_B=250V$, $130V$ 일 때 계산 결과를 바탕으로 도시한 효율 예측 곡선이다. 주파수를 변조하여 제어하게 되면 고정 주파수로 동작하는 경우보다 경 부하 효율이 증가할 뿐 아니라 하드 스위칭 컨버터에 비해서도 전 영역에서 높은 효율로 컨버터를 동작시킬 수 있을 것으로 예측이 가능하다. 이러한 주파수 변조 기법은 디지털로 제어를 해야 한다는 단점이 존재하지만 배터리의 주 동작 영역이 최대 부하 영역이 아닌 절반 이하의 부하 영역임을 고려한다면 주파수 변조 기법을 적용하는 것이 본 실험 제원에서는 효율적이라고 생각할 수 있다.

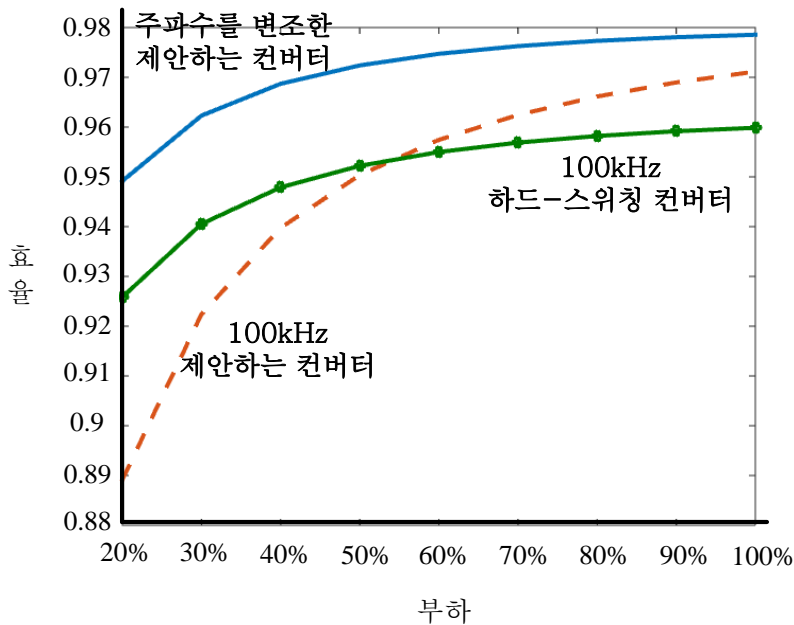


그림 5.43 $V_B=250V$ 일 때의 효율 예측

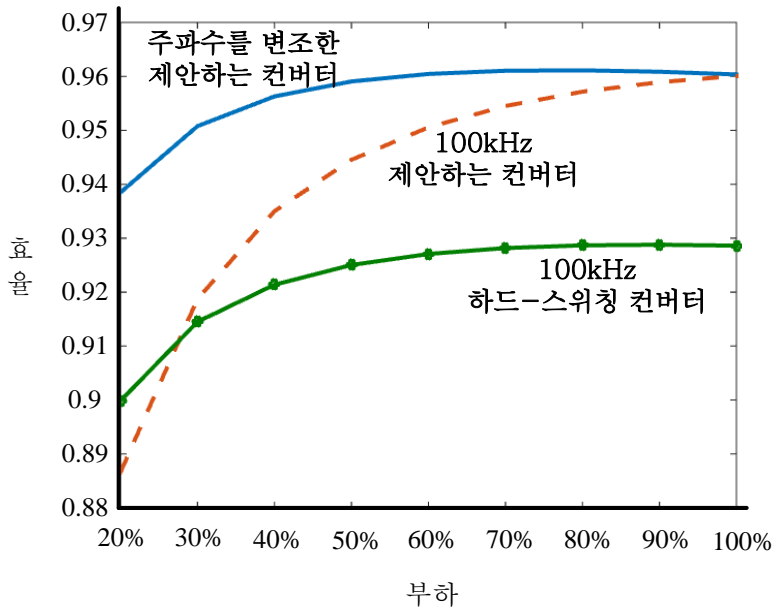


그림 5.44 $V_b=130V$ 일 때의 효율 예측

5.4 실험 결과

본 절에서는 제안하는 회로의 실험 결과를 기술한다. 인터리브드 벡 컨버터와 부스트 컨버터의 실험은 계통과 연결되어 있는 1 kW 급 ESS 컨버터를 모의해서 실험하였다. 먼저 인터리브드 벡 컨버터에 대해 제안하는 컨버터의 동작을 검증하고 비교군 영 전압 천이 컨버터, 하드 스위칭 컨버터와의 효율을 비교 하였다. 인터리브드 부스트 컨버터에 대해서도 제안하는 컨버터의 동작 검증과 비교군 영 전압 천이 컨버터 및 하드 스위칭 컨버터와의 효율을 비교 하였다. 또한 주파수 변조 기법을 적용하여 잉여 순

환 손실을 줄여서 정격 이하의 동작 영역에 대해 효율 향상 효과를 검증했다.

5.4.1 인터리브드 벅 컨버터 실험 결과

그림 5.45는 인터리브드 벅 컨버터의 두 모듈의 주 인덕터 전류와 누설 인덕터의 전류를 도시한다. 그림에서 각 모듈이 전류 균형을 유지한 채 동작함을 확인할 수 있다. 스위치의 전류는 주 인덕터와 누설 인덕터에 흐르는 전류의 합으로 나타낼 수 있기 때문에 각 모듈의 스위치 역시 전류 균형을 유지하며 동작하고 있다. 그림 5.46과 그림 5.47은 각각 출력 전압이 130V 일 때, 부하가 20%인 경우와 100% 경우에 대해서 모듈 1의 주 인덕터 전류, 누설 인덕터 전류, 주 스위치의 전류, 벅 컨버터의 주 스위치의 게이트-소스 전압을 도시하고 있다. 20% 부하에서는 100% 부하 조건에 비해 게이트가 턴 온 되는 시점에 소스에서 드레인으로 흐르는 전류가 큰 것을 확인할 수 있다. 소프트 스위칭의 관점에서 보면 부하가 낮을 때 잉여 에너지로 인해 빠른 시간 안에 기생 커패시터의 에너지를 방전 시킨다. 그러나 이러한 잉여 순환 전류로 인해 도통 손실이 증가하여 효율이 감소된다. 그림 5.48과 그림 5.49는 출력 전압 130V에 대해 모듈 1의 누설 인덕터와 주 스위치의 전류, 주 스위치의 게이트-소스 전압과 드레인-소스 전압을 나타낸다.

그림에서 확인할 수 있듯이 20% 부하 조건에서는 잉여 에너지로 인해 100% 부하 조건에 비해서 기생 커패시터가 방전되는 시간이 짧아 지연

시간이 끝나기 전에 드레인-소스 전압이 접지 상태가 된다. 그림 5.50은 그림 5.49의 조건에서 스위치의 턴 온 시점을 확대한 그림이다. 그림에서 확인할 수 있듯이 100% 부하 조건에서는 드레인-소스 전압이 방전된 직후에 스위치가 턴 온 되는 것을 확인할 수 있다. 20% 부하에서는 잉여 순환 전류로 인해서 지연 시간이 끝나기 전에 기생 커패시터가 방전된다. 나머지 지연 시간 동안 누설 인덕터와 기생 커패시터가 공진하게 되어서 이로 인해 20% 부하 조건의 실험에서는 게이트 전압에 공진하는 모습이 보인다. 따라서 턴 온 시점에 게이트 전압에 보이는 공진은 누설 인덕터와 기생 커패시터의 공진으로 해석할 수 있다. 100% 부하 조건에서는 기생 커패시터의 에너지가 방전된 직후 게이트가 턴 온 되기 때문에 게이트 전압에도 공진하는 모습이 보이지 않는다.

제안하는 컨버터는 턴 온 시점에 영 전압으로 스위칭이 가능하지만 턴 오프 시점에는 하드 스위칭으로 동작하기 때문에 기생 커패시터가 주 인덕터, 결합 인덕터의 누설 인덕터와 공진하는 모습을 보인다. 주 인덕터가 누설 인덕터에 비해 더 큰 값을 가지기 때문에 주 공진은 주 인덕터와 기생 커패시터의 공진으로 해석할 수 있다. 그러나 손실 분석에서 확인할 수 있듯이 이 공진으로 인한 손실 분은 작다.

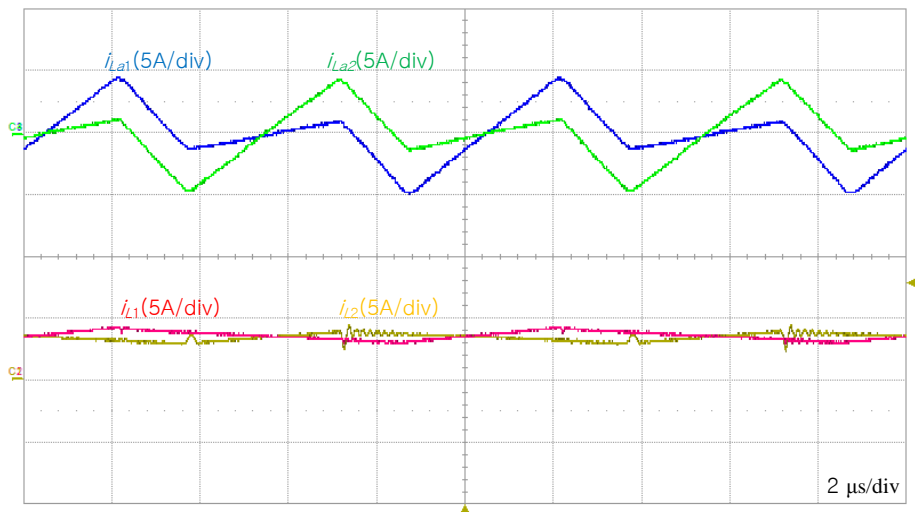


그림 5.45 출력 전압 130V일 때, 벅 컨버터의 i_{L1} , i_{L2} , i_{La1} , i_{La2}

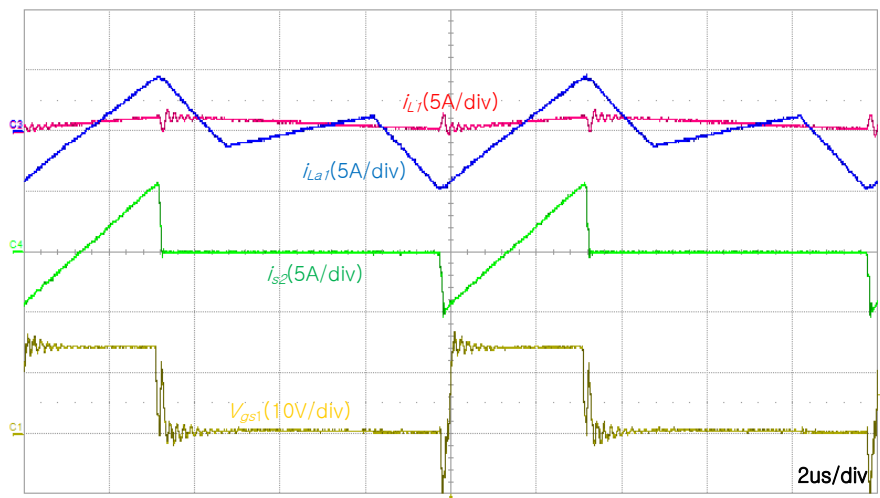


그림 5.46 출력 전압 130V, 20% 부하에서 벅 컨버터의 i_{L1} , i_{La1} , i_{S2} , V_{gs1}

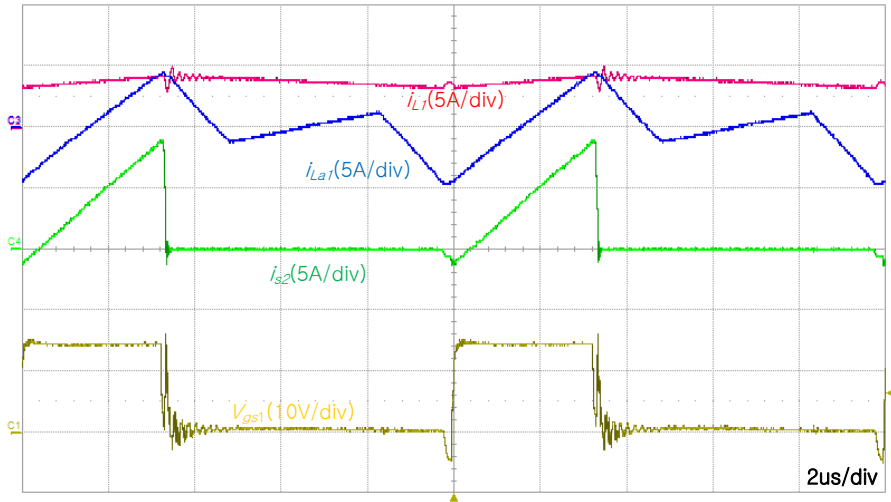


그림 5.47 출력 전압 130V, 100% 부하에서 벅 컨버터의 i_{L1} , i_{La1} , i_{S2} , V_{gs1}

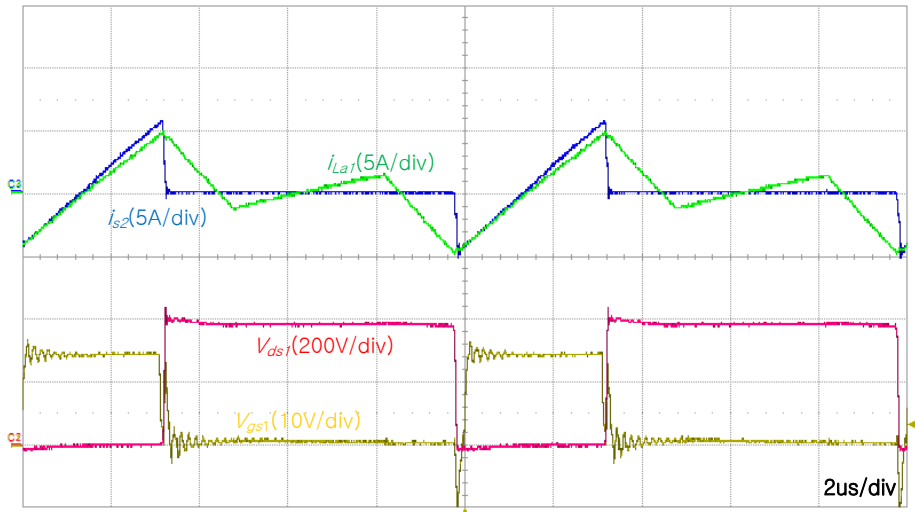


그림 5.48 출력 전압 130V, 20% 부하에서 벅 컨버터의 i_{S2} , i_{La1} , V_{ds2} , V_{gs1}

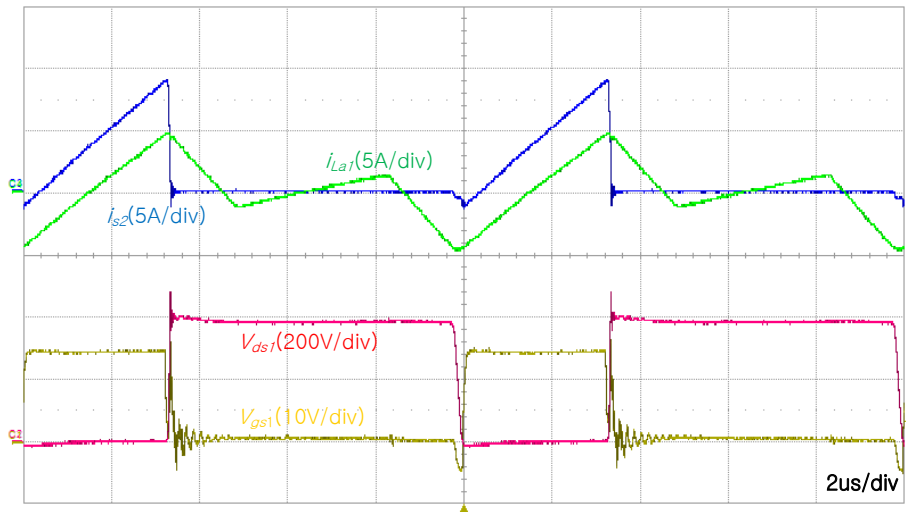


그림 5.49 출력 전압 130V, 100% 부하에서 벅 컨버터의 i_{s2} , i_{La1} , V_{ds1} , V_{gs1}

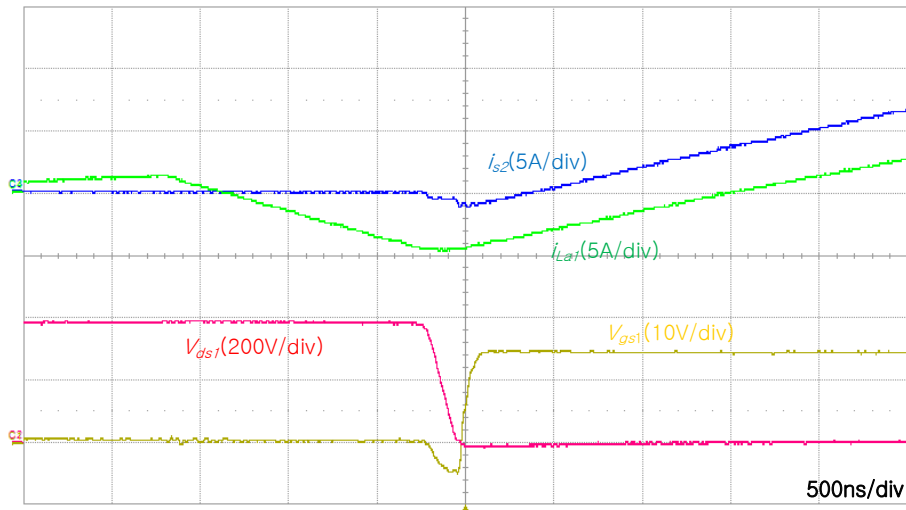


그림 5.50 출력 전압 130V, 100% 부하의 확대된 파형

그림 5.51과 그림 5.52는 출력 전압이 250V인 경우, 20% 부하와 100% 부하에 대해 누설 인덕터의 전류와 주 스위치의 전류, 주 스위치의 드레인-소스 전압과 게이트 전압을 도시하였다. 출력 전압이 높아지면 출력 전류는 낮아지기 때문에 같은 부하 조건에서도 출력 전압이 130V인 경우에 비해 더 많은 잉여 순환 전류가 발생하여 스위칭 시점에 더 큰 전류 값을 가짐을 확인할 수 있다. 따라서 출력 전압이 250V인 경우는 1 kW 부하에서도 잉여 순환 전류가 남아서 지연 시간이 끝나기 전에 기생 커패시터가 방전되는 모습을 확인할 수 있다.

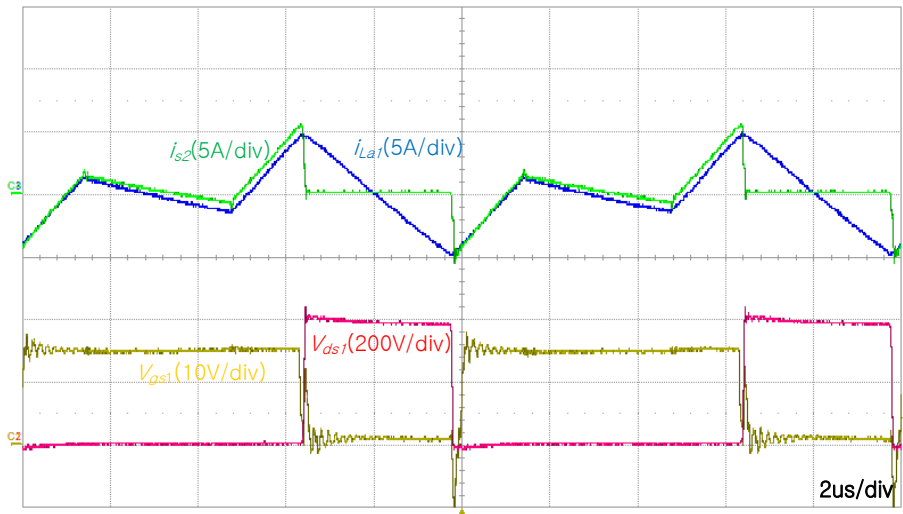


그림 5.51 출력 전압 250V, 20% 부하에서 벅 컨버터의 i_{s2} , i_{La1} , V_{ds1} , V_{gs1}

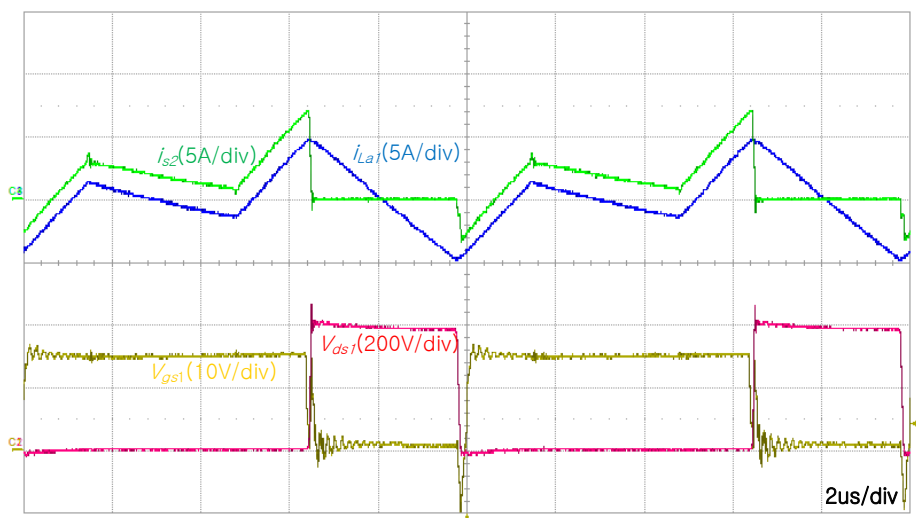


그림 5.52 출력 전압 250V, 100% 부하에서 벅 컨버터의 i_{s2} , i_{La1} , V_{ds2} , V_{gs1}

다음은 제안하는 인터리브드 벅 컨버터에 대한 효율 측정 결과를 기술한다. 그림 5.53과 그림 5.54는 각각 입력 전압 380V에 대해서 출력 전압이 250V 일 때와 130V 일 때의 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터, 하드 스위칭 컨버터에 대한 효율이다. 하드 스위칭 컨버터는 출력 전압이 250V인 경우는 높은 효율을 보이지만 출력 전압이 130V인 경우는 250V인 경우에 비해 상대적으로 효율의 감소 경향이 뚜렷하다. 이는 손실 분석에서 분석하였듯이 MOSFET 스위치에 흐르는 전류가 늘어남에 따라 급격하게 증가된 역 회복 문제로 인해 발생하는 현상이다. 반면 스위치가 소프트 스위칭으로 동작하는 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터는 역 회복 문제가 발생하지 않기 때문에 효율이 저감되는 정도가 하

드 스위칭 컨버터보다 완만하다.

그림 5.55는 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터의 효율 차이를 도시한다. 제안하는 컨버터는 도통 손실의 저감 효과로 인해 비교군 영 전압 천이 컨버터에 비해 전 영역에서 향상된 효율을 보인다. 제안하는 컨버터는 하드 스위칭 컨버터와 비교에서는 경 부하 영역에서 도통 손실과 코어 손실의 증가로 인해 출력 전압이 250V인 경우는 50% 이하의 부하에서, 출력 전압이 130V인 경우에는 30% 이하의 부하에서 제안하는 컨버터가 더 낮은 효율을 보인다.

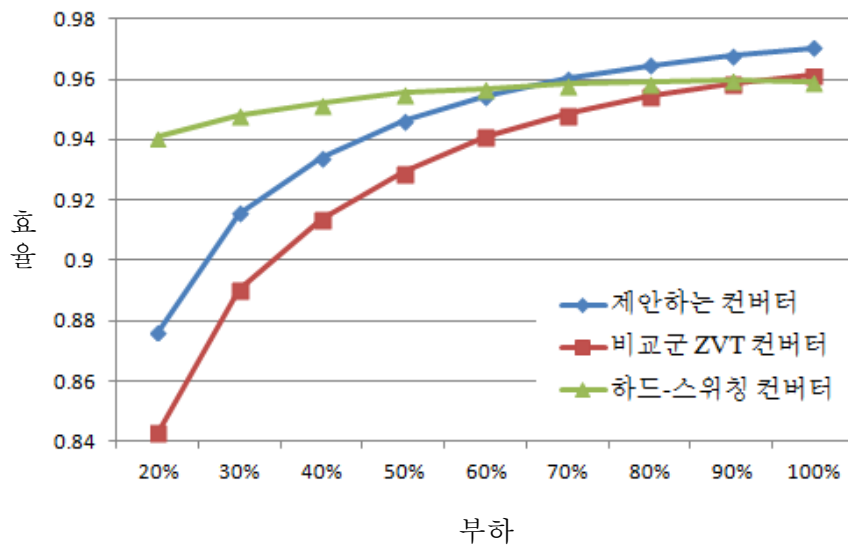


그림 5.53 출력 전압이 250V일 때, 벅 컨버터의 효율

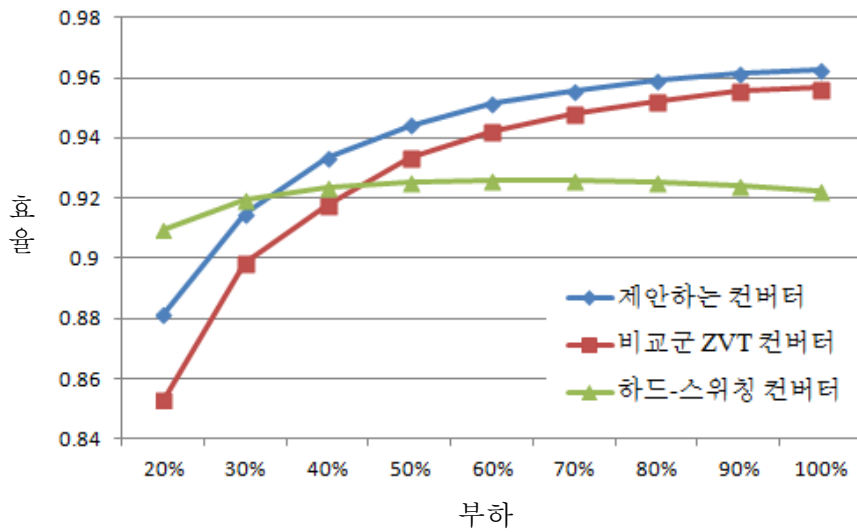


그림 5.54 출력 전압이 130V일 때, 벅 컨버터의 효율

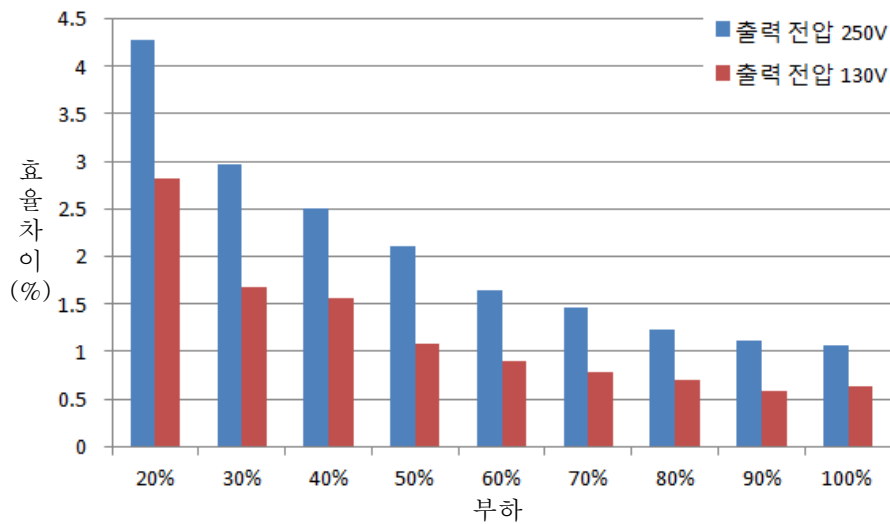


그림 5.55 벅 모드의 제안하는 컨버터와 비교군 컨버터의 효율 차이

5.4.2 인터리브드 부스트 컨버터 실험 결과

본 절에서는 인터리브드 부스트 컨버터에 대한 실험 결과를 기술한다. 부스트 컨버터는 입력 전압 130V - 250V, 출력 전압 380V 에서 동작시킨다. 그림 5.56과 그림 5.57은 입력 전압 250V에 대해 20% 와 100% 부하일 때의 누설 인덕터 전류, 동기 스위치 전류, 주 스위치의 드레인-소스 전압, 게이트 소스 전압의 파형이다. 그림 5.58과 그림 5.59는 입력 전압 130V에 대한 누설 인덕터 전류, 동기 스위치 전류, 주 스위치의 드레인-소스 전압, 게이트 소스 전압의 파형이다. 스위칭 시점 직전에 동기 스위치의 전류의 방향이 바뀌어서 드레인에서 소스로 전류가 흐르게 된다면 주 스위치의 턴 온 시점에 주 스위치의 소스에서 드레인으로 전류가 흐르게 되어서 소프트 스위칭으로 동작할 수 있다. 제안하는 컨버터의 파형은 모두 스위칭 시점에 동기 스위치의 전류가 0이하가 되고 그에 따라 주 스위치가 소프트 스위칭으로 동작하고 있다. 그림 5.59의 입력 전압 130V, 100% 부하 조건이 인덕터의 전류가 크기 때문에 소프트 스위칭으로 동작하기 위한 최악 조건이며 그에 따라 지연 시간 없이 드레인-소스 전압이 접지 상태가 된 직후 스위치가 턴 온 되는 것을 확인할 수 있다.

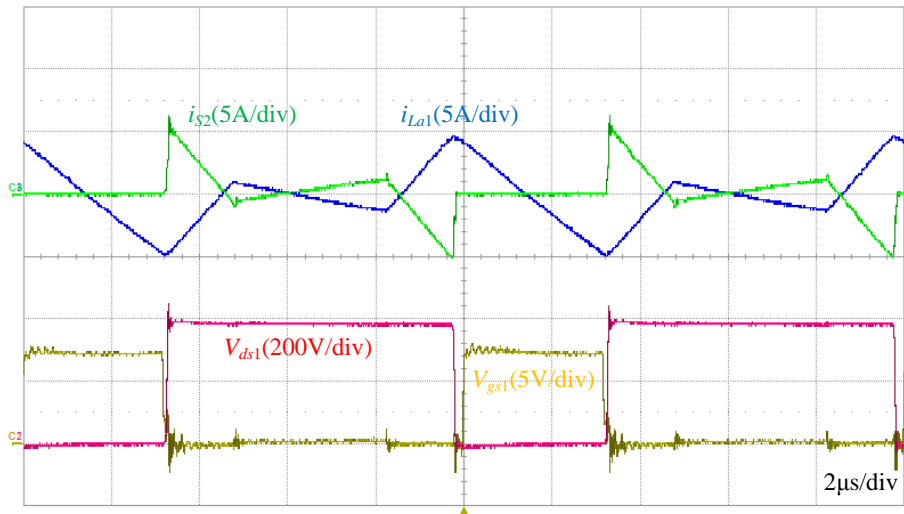


그림 5.56 입력 전압 250V, 20% 부하에서 부스트 컨버터의 i_{L1} , i_{S2} , V_{gs1} , V_{ds1}

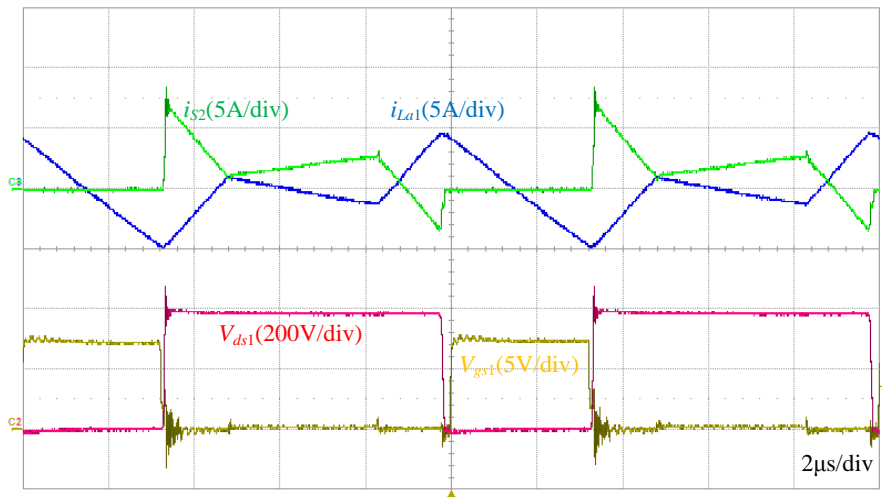


그림 5.57 입력 전압 250V, 100% 부하에서 부스트 컨버터의 i_{L1} , i_{S2} , V_{gs1} , V_{ds1}

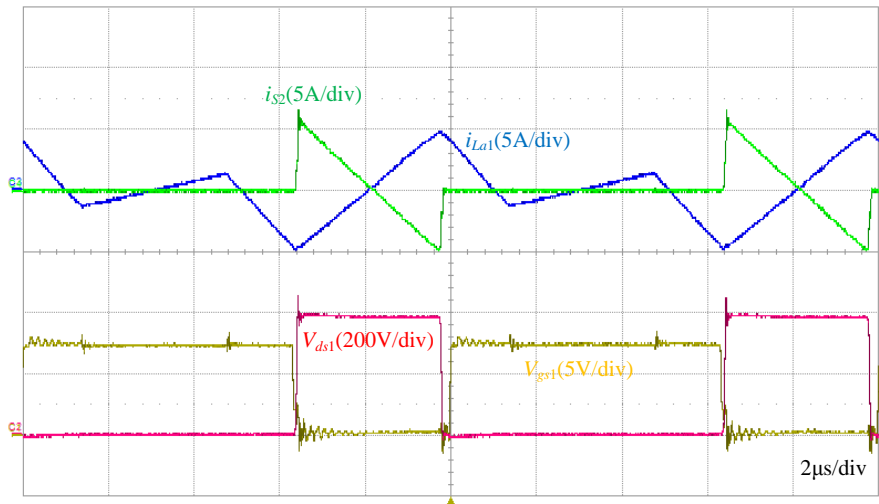


그림 5.58 입력 전압 130V, 20% 부하에서 부스트 컨버터의 i_{La1} , i_{S2} , V_{gs1} , V_{ds1}

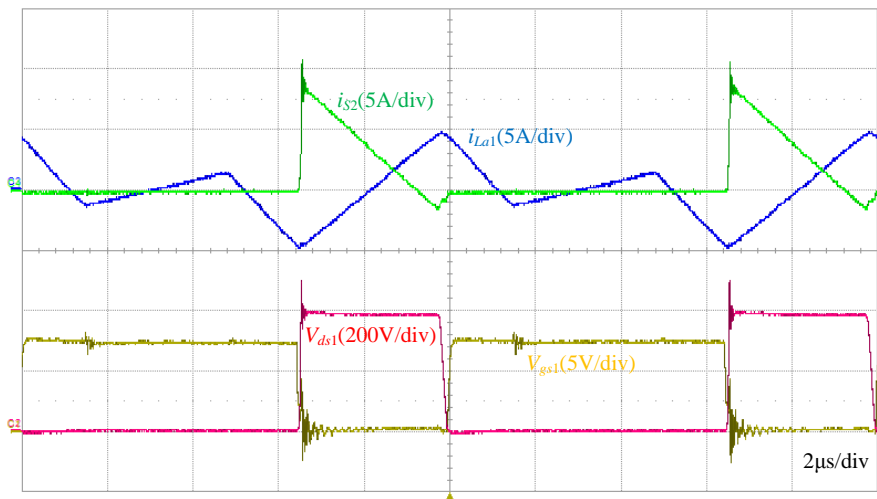


그림 5.59 입력 전압 130V, 100% 부하에서 부스트 컨버터의 i_{La1} , i_{S2} , V_{gs1} , V_{ds1}

그림 5.60과 그림 5.61은 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터, 하드 스위칭 컨버터의 부스트 동작 시 효율을 도시한다. 입력 전압이 250V인 경우 하드 스위칭 컨버터의 효율이 높게 나타났으나 역회복 문제로 인해 전류가 커지는 130V 입력 전압에서 하드 스위칭 컨버터의 효율이 급격하게 낮아진다. 제안하는 컨버터는 도통 손실 저감 효과로 인해 비교군 영 전압 천이 컨버터에 비해 전 영역에서 높은 효율을 보이고 있다. 제안하는 컨버터와 비교군 영 전압 천이 컨버터의 효율 차이는 그림 5.62에 나타나 있다. 그러나 하드 스위칭 컨버터와 비교할 때는 순환 손실과 코어 손실 등으로 인해서 부하가 낮아질 때는 제안하는 컨버터가 더 낮은 효율을 보이고 있다.

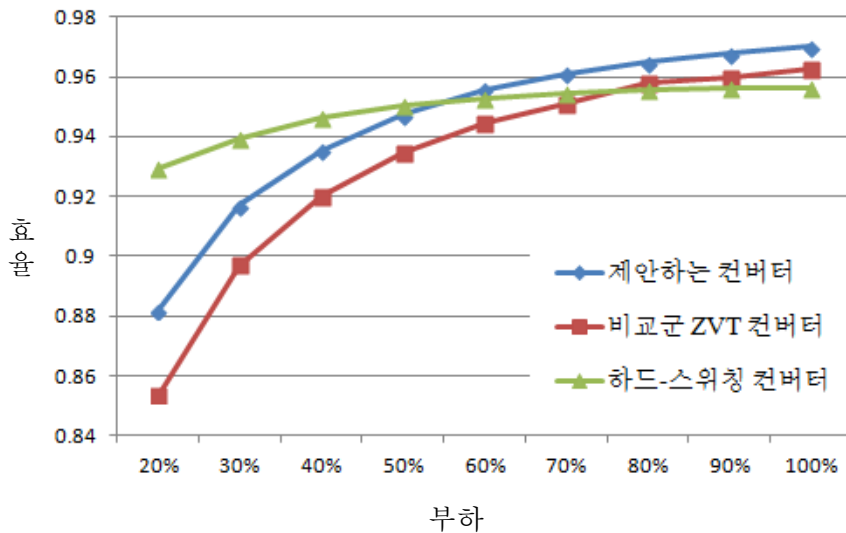


그림 5.60 입력 전압이 250V인 경우, 부스트 컨버터의 효율

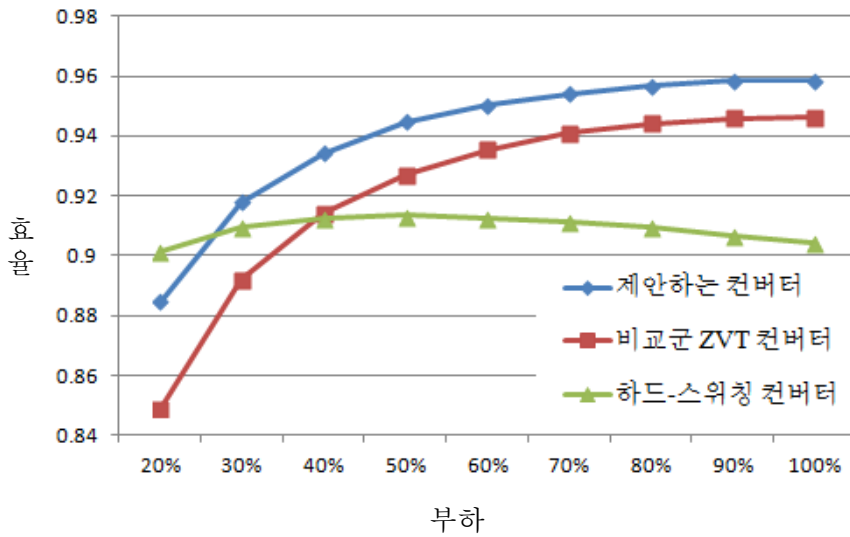


그림 5.61 입력 전압이 130V인 경우, 부스트 컨버터의 효율

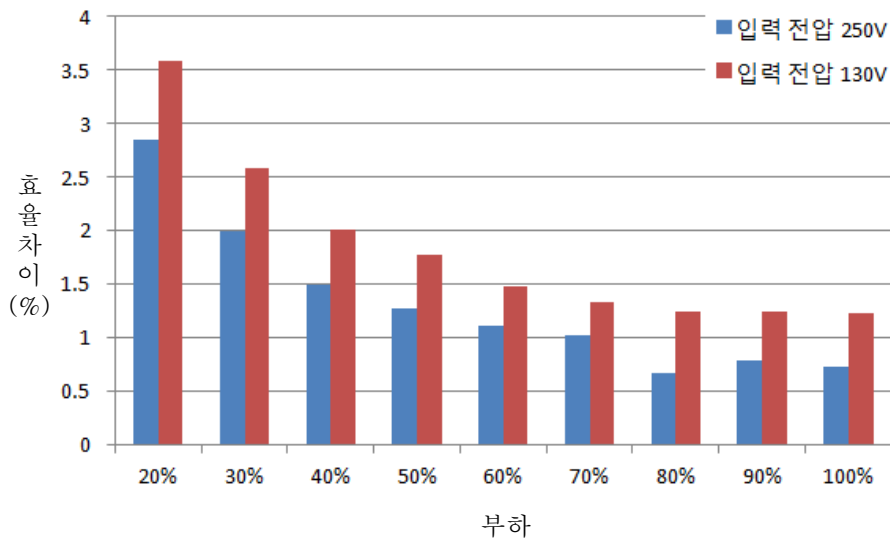


그림 5.62 부스트 모드의 제안하는 컨버터와 비교군 컨버터의 효율 차이

5.4.3 주파수 변조 기법 적용 실험 결과

제안하는 회로의 효율은 순환 손실의 저감으로 인해 비교군 영 전압 천이 컨버터와 비교하면 전 영역에서 높은 효율을 보인다. 그러나 하드 스위칭 컨버터와 비교할 때는 중 부하 영역에서는 높은 효율을 보이고 있지만 순환 전류와 코어 손실로 인해서 낮은 부하 영역에서는 제안하는 컨버터의 효율이 하드 스위칭 컨버터의 효율보다 낮아지게 된다. 이처럼 잉여 순환 전류에 의해 발생하는 손실을 줄이기 위해 주파수 변조 기법을 적용하여 제안하는 컨버터를 동작시킨다. 4장의 주파수 변조 기법 분석에서 구한 식 (4.26), (4.27)을 인가 한다. 그림 5.63과 그림 5.64는 각각 벡 컨버터와 부스트 컨버터에 대해 주파수를 변조한 파형이다. 기존의 100kHz 동작에서는 침두치 진폭이 10.3A로 나타났으나 주파수 변조를 적용하면 침두치 진폭이 저 전압부전압이 130V, 20% 부하일 때는 4.24A, 저 전압부 전압이 250V, 20% 부하일 때는 3.94A가 된다. 보조 회로의 순환 전류가 소프트 스위칭 조건을 달성할 수 있는 최소한의 값을 가지도록 동작시키고 있기 때문에 각 경우에 드레인-소스 전압이 접지 상태가 된 직후에 스위치가 턴 온 되는 것을 확인할 수 있다.

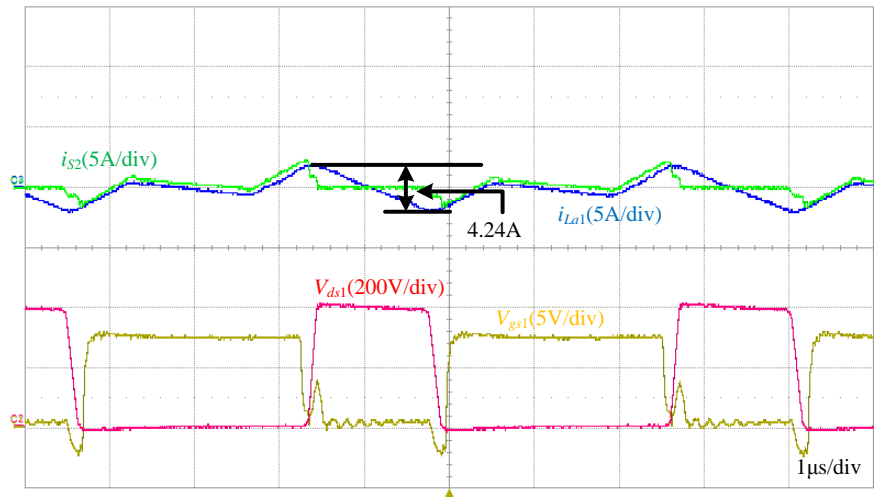


그림 5.63 출력 전압 130V, 20% 부하, 234kHz에서 동작하는 벅 컨버터

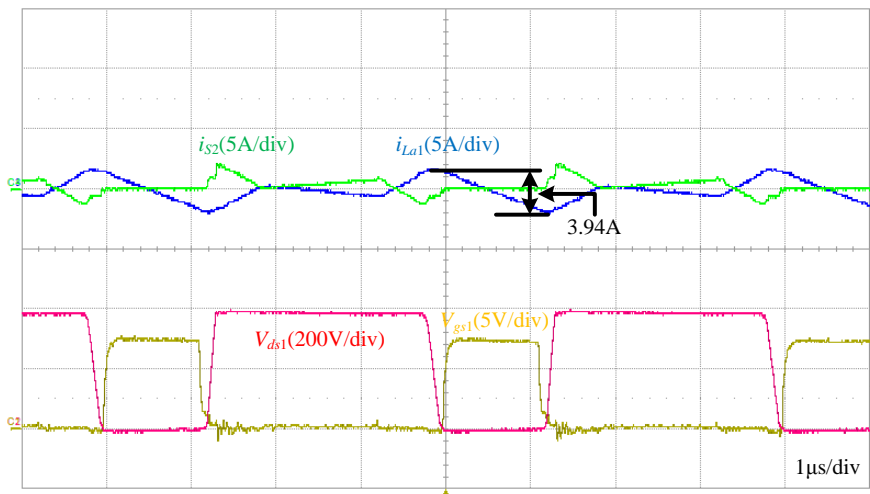


그림 5.64 입력 전압 250V, 20% 부하, 250kHz에서 동작하는 부스트 컨버터

스위칭 시점에 전류를 최소화 하기 위한 동작 주파수는 그림 5.65와 같다. 저 전압부 130V, 100% 부하에서 100kHz 동작을 기준으로 설계했으며 최대 동작 주파수는 20% 부하에서 저 전압부 전압이 250V, 130V 일 때 각각 250kHz, 234kHz이다.

이처럼 주파수 변조 방법을 적용하여 측정한 효율은 그림 5.66 - 그림 5.69와 같다. 각각 출력 전압 250V, 130V 벅 컨버터, 입력 전압 250V, 130V 부스트 컨버터에 대해 주파수 변조를 적용한 제안하는 컨버터, 100kHz로 동작하는 제안하는 컨버터, 100kHz로 동작하는 하드 스위칭 컨버터에 대해 효율을 측정하였다. 효율 데이터에서 확인할 수 있듯 기존의 100kHz 동작에 비해서는 저 전압부 전압이 130V일 때 정격 동작 영역을 제외하고는 효율이 증가하는 것을 확인할 수 있다. 저 전압부 전압이 250V, 100% 부하 조건에서는 저 전압부 전압이 130V인 경우에 비해서 전류가 낮기 때문에 이 때도 주파수 변조를 적용하여 효율을 증가시킬 수 있다. 하드 스위칭 컨버터와 비교했을 때, 벅 모드에서 출력 전압이 250V, 20% 부하 이외의 모든 영역에서 높은 효율은 보인다.

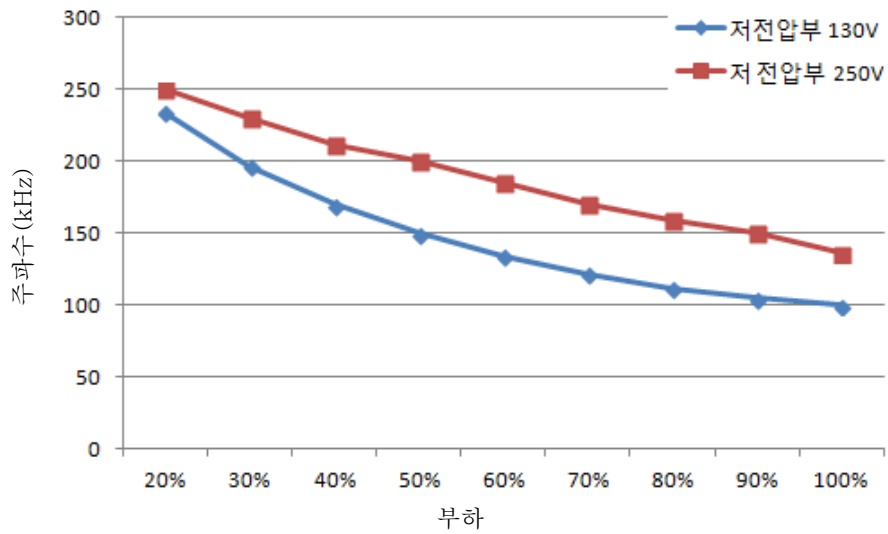


그림 5.65 도통 손실을 최소화 하기 위한 컨버터의 동작 주파수

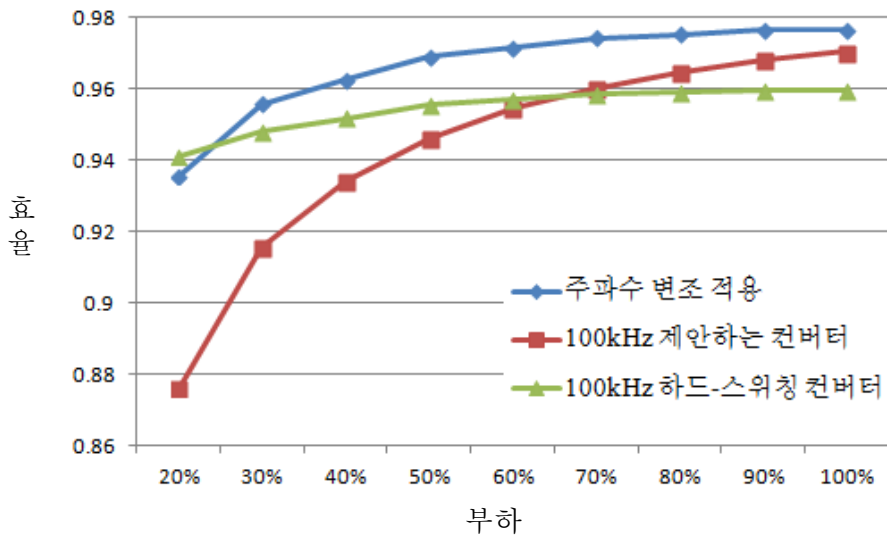


그림 5.66 주파수 변조 기법을 적용한
출력 전압 250V 벅 컨버터의 효율

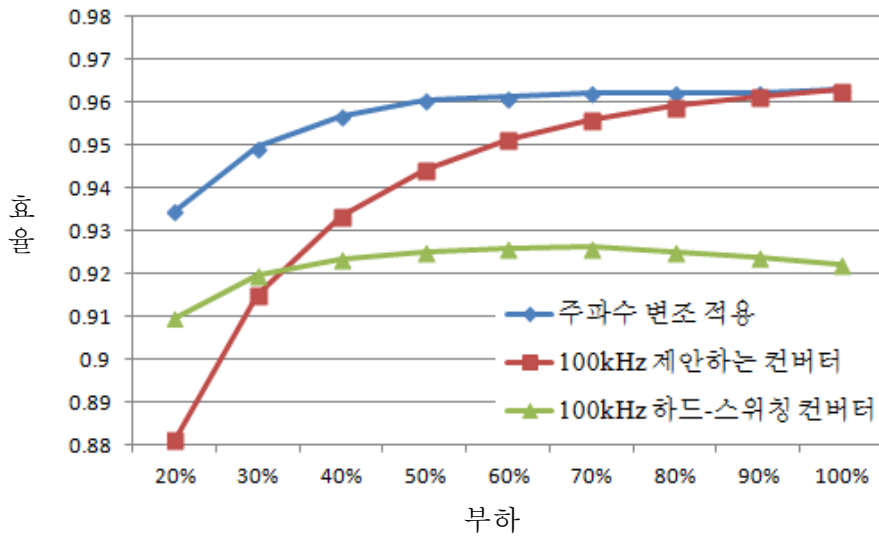


그림 5.67 주파수 변조 기법을 적용한
출력 전압 130V 벅 컨버터의 효율

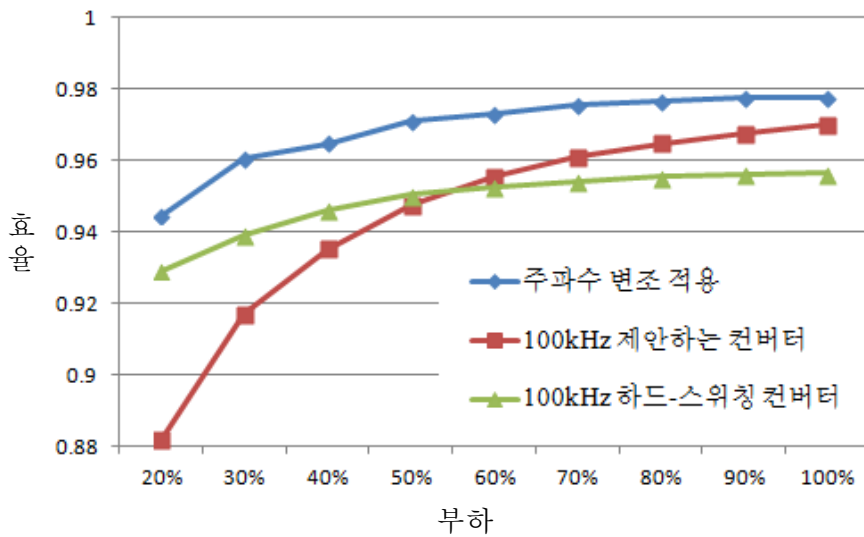


그림 5.68 주파수 변조 기법을 적용한
입력 전압 250V 부스트 컨버터의 효율

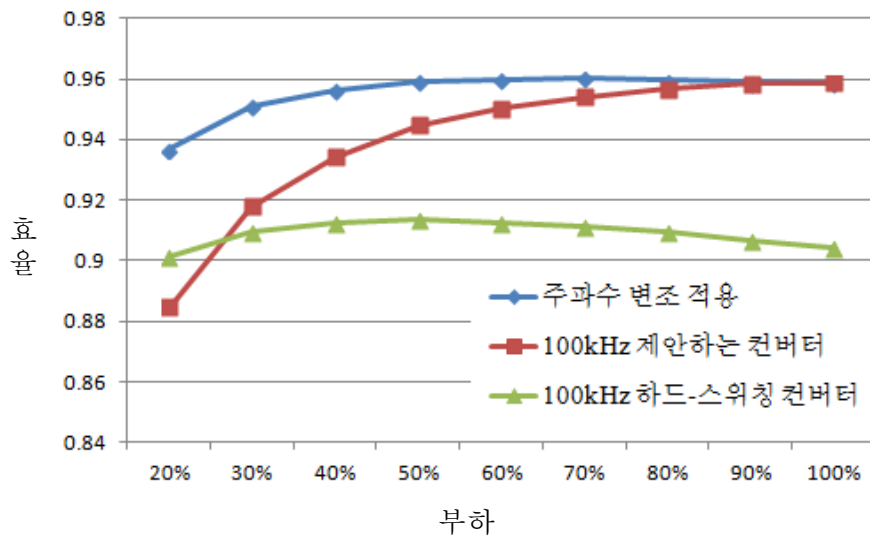


그림 5.69 주파수 변조 기법을 적용한
입력 전압 130V 부스트 컨버터의 효율

제 6 장 결론 및 향후 과제

6.1 결론

본 논문에서는 비 절연형 양방향 인터리브드 듀얼 컨버터 구조에 적용 가능한 영 전압 천이 소프트 스위칭 셀을 제안하였다. 제안하는 소프트 스위칭 셀은 $2N$ 개의 모듈에 적용 가능한 구조이다. 제안하는 소프트 스위칭 셀은 결합 인덕터와 하나의 커패시터를 사용한 간단한 구조로 구성되어 있다. 이처럼 소프트 스위칭 회로가 수동 소자만을 사용하여 간단하게 구성되어서 회로의 신뢰성 측면에서 유리함을 가진다. 커패시터는 직류 전압원의 역할을 하고 이 전압에 의해 결합 인덕터가 동작점을 형성한다. 결합 인덕터의 누설 인덕터의 전류에 의해서 제안하는 컨버터는 소프트 스위칭으로 동작할 수 있다. 또한 결합 인덕터의 효과에 의해 전류가 침투치를 가질 때 급격한 기울기를 가지며 한 주기 내에서 기울기가 달라지는 구간이 존재하게 된다. 이로 인해 반도체 소자를 사용하지 않는 소프트 스위칭 회로 중 도통 손실의 증가분을 최소화 할 수 있다는 장점을 가지고 있다. 제안하는 소프트 스위칭 셀은 벡, 부스트, 벡-부스트 등 모든 비 절연형 병렬 컨버터에 적용이 가능하다. 본 논문에서는 벡 컨버터와 부스트 컨버터를 대상으로 동작을 분석하고 설계 고려 사항을 기술하였다.

반도체 소자를 사용하지 않는 소프트 스위칭 셀은 그 특성상 전류의 흐름이 제어가 불가능하다. 따라서 전 영역에서 소프트 스위칭으로

동작하기 위해서 정격 부하를 기준으로 보조 회로를 설계해야 하며 부하가 낮아지게 되면 잉여 순환 전류가 발생하게 된다. 이는 컨버터의 손실을 증가시키는 요인이 된다. 만약 부하 조건에 따라 순환 전류를 최소한으로 만들 수 있는 적절한 주파수로 제안하는 컨버터를 구동시키면 정격 이하의 부하에서도 효율을 극대화 할 수 있다. 주파수 변조의 기본적인 방향은 부하가 낮아지면 주파수를 높여서 도통 손실이 발생할 수 있는 시간을 줄여서 순환 전류를 줄이는 방식이다. 본 논문에서는 제안하는 소프트 스위칭 셀이 적용된 컨버터에 적절한 주파수를 인가하여 효율 향상의 효과가 있음을 입증하였다.

제안하는 소프트 스위칭 셀과 주파수 변조 기법의 효과는 계통과 연계된 1 kW급 ESS 컨버터의 프로토타입을 제작하여 실험으로 검증하였다. 도통 손실의 증가분을 저감시키는 효과를 입증하기 위해 병렬 컨버터에 적용 가능한 영 전압 천이 컨버터를 비교군으로 선정하였으며 소프트 스위칭 효과를 검증하기 위해 일반적인 하드 스위칭 컨버터와의 비교를 통해 제안하는 컨버터의 효과를 검증하였다. 비교군 영 전압 천이 컨버터와 실험 결과 제안하는 컨버터의 도통 손실 저감 효과를 확인할 수 있었다. 그리고 하드 스위칭 컨버터와의 비교는 중 부하에서는 제안하는 컨버터의 효율이 높았지만 부하가 낮은 영역에서는 도통 손실과 코어 손실의 증가로 인해 하드 스위칭 컨버터의 효율이 높은 구간이 나타났다. 이러한 도통 손실과 코어 손실을 줄이기 위해 정격 이하의 부하에서 주파수 변조 기법을 적용하여 제안하는 컨버터가 하드 스위칭 컨버터보다 높은 효율로 동작함을 확인할 수 있었다.

현재 전력 전자 분야의 중요한 연구 중 하나는 컨버터의 동작 주파수를 높여서 회로의 사이즈를 줄이고 전력 밀도를 늘리는 것이다. 보조 회로에 스위치 소자를 사용하는 컨버터는 고속 스위칭을 위해 보조 회로의 구동 회로, 보조 회로의 스위칭 손실 등을 고려해야 하며 실제 구현 상의 난점들이 존재한다. 그러나 제안하는 회로는 보조 회로에 스위치 소자를 사용하지 않고 있기 때문에 제안하는 컨버터는 구현 상의 장점을 가진다. 또한 보조 회로에 스위치 소자를 사용하지 않는 소프트 스위칭 컨버터에 비해 도통 손실을 최소화 할 수 있다는 장점을 가지고 있기 때문에 고주파 스위칭을 위한 회로에도 적용 가능한 잠재력을 가지고 있다. 그러나 고주파로 구동 시에 증가하는 코어 손실로 인해 효율 감소가 일어나기 때문에 코어 손실에 대한 분석 및 코어 손실을 저감하기 위한 연구가 필요하다.

6.2 향후 과제

제안하는 셀을 절연형 컨버터에 적용

제안하는 소프트 스위칭 셀은 비 절연형 컨버터에 적용하여 소프트 스위칭 동작 및 도통 손실의 증가분을 최소화 하는 회로이다. 비 절연형 컨버터뿐 아니라 절연형 컨버터의 사용 역시 매우 빈번한 실정이므로 절연형 컨버터에 해당 셀을 적용할 수 있다면 응용도가 많아지게 된다.

따라서 제안하는 소프트 스위칭 셀을 절연형 컨버터에 적용할 수 있는 연구가 필요하다.

영 전류 스위칭이 가능한 구조

제안하는 논문은 소프트 스위칭 셀은 컨버터의 스위치를 영 전압 스위칭으로 동작시킬 수 있다. 그러나 스위치의 턴 오프 시점에 영 전류 스위칭으로 동작 시키지 못하기 때문에 이로 인한 공진이 발생한다. 스위치의 턴 오프 시간이 짧기 때문에 이 때 발생하는 손실이 작아서 일반적으로 턴 온 손실에 연구의 초점이 맞추어지지만 턴 오프 때 발생하는 왜란은 회로의 동작에 영향을 미칠 수 있다. 따라서 도통 손실을 저감시킨 채 영 전류 영 전압 스위칭이 가능하게 보조 회로를 만들 수 있다면 동작 상의 더욱 큰 장점을 가질 수 있다.

홀수 개의 병렬 모듈에 적용 가능한 구조

제안하는 컨버터는 결합 인덕터로 인해 소프트 스위칭 동작이 가능한 구조로 이루어져 있다. 제안하는 컨버터의 한계는 짝수개의 컨버터에 적용이 가능하다는 것이다. 그러나 홀수 개의 병렬 컨버터 역시 빈번하게 사용되고 있는 만큼 홀수 개의 병렬 컨버터에 도통 손실을 저감시키는 효과를 가지는 병렬 컨버터 셀에 대한 연구가 필요하다.

참고문헌

- [1] Y. Yang, J. Ma, C. N. M. Ho and Y. Zou, "A New Coupled-Inductor Structure for Interleaving Bidirectional DC-DC Converters," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 3, pp. 841-849, Sept. 2015.
- [2] A. Vazquez, A. Rodriguez, K. Martin, M. Arias and M. M. Hernando, "Inductor optimization for multiphase interleaved synchronous bidirectional Boost converter working in discontinuous conduction mode with zero voltage switching," *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, 2013, pp. 4977-4984.
- [3] J. B. Baek, W. I. Choi and B. H. Cho, "Digital Adaptive Frequency Modulation for Bidirectional DC-DC Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 11, pp. 5167-5176, Nov. 2013.
- [4] S. Y. Ou, C. Y. Tang and Z. J. Chen, "Design and Implementation of a ZCS-PWM Half-Bridge Boost Rectifier With Output Voltage Balance Control," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 12, pp. 4646-4656, Dec. 2012.
- [5] M. Ilic and D. Maksimovic, "Interleaved Zero-Current-Transition Buck Converter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 6, pp. 1619-1627, Nov.-dec. 2007..

- [6] K. S. B. Muhammad and D. D. C. Lu, "ZCS Bridgeless Boost PFC Rectifier Using Only Two Active Switches," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 2795-2806, May 2015..
- [7] Kwang-Hwa Liu, Fred C. Y. Lee, "Zero-voltage switching technique in DC/DC converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, no. 3, pp. 293 - 304, Jul. 1990.
- [8] G. C. Hua and S. P. Huang, "New PWM switched-mode converter topologies," *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE*, Kyoto, Japan, 1988, pp. 150-156 vol.1..
- [9] Vatche Vorperian, "Quasi-square-wave converters: topologies and analysis," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 183 - 191, Jul. 1988.
- [10] W. A. Tabisz and F. C. Lee, "DC analysis and design of zero-voltage-switched multi-resonant converters," *20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Milwaukee, WI, 1989, pp. 243-251 vol.1..
- [11] J. A. Sabate and F. C. Lee, "Off-line application of the fixed frequency clamped mode series-resonant converter," *Proceedings, Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Baltimore, MD, 1989, pp. 213-220.
- [12] W. A. Tabisz, P. Gradzki and F. C. Lee, "Zero-voltage-switched quasi-resonant buck and flyback converters — Experimental results at 10

- MHz¹," *1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Blacksburg, VA, USA, 1987, pp. 404-413.
- [13] R. Farrington, M. M. Jovanovic and F. C. Lee, "A new family of isolated zero-voltage-switched converters," *Power Electronics Specialists Conference, 1991. PESC '91 Record., 22nd Annual IEEE*, Cambridge, MA, 1991, pp. 209-215..
 - [14] R. Oruganti and T. C. How, "Resonant-tank control of parallel resonant converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 127-134, Apr 1993.
 - [15] D. Y. Huh, H. S. Kim and G. H. Cho, "New group of ZVS PWM converters operable on constant frequency and its application to power factor correction circuit," *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, Toledo, 1992, pp. 1441-1446 vol.2.
 - [16] Guichao Hua, Ching-Shan Leu, Yimin Jiang and F. C. Y. Lee, "Novel zero-voltage-transition PWM converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 213-219, Mar 1994.
 - [17] E. Adib and H. Farzanehfard, "Family of Zero-Current Transition PWM Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 3.
 - [18] C. M. de Oliveira Stein, J. R. Pinheiro and H. L. Hey, "A ZCT auxiliary commutation circuit for interleaved boost converters operating in critical

- conduction mode," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 6, pp. 954-962, Nov 2002.
- [19] Chien-Ming Wang, "Novel zero-Voltage-transition PWM DC-DC converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 1, pp. 254-262, Feb. 2006.
 - [20] G. Hua, C-S. Leu, and F. C. Lee, "Novel zero-voltage transition PWM converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 213-219, Aug. 2002.
 - [21] C-J. Tseng and C-L. Chen, "Novel ZVT-PWM converters with active snubbers," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 5, pp. 861-869, Sep. 1998.
 - [22] R. Gurunathan and A. K. S. Bhat, "A zero-voltage transition boost converter using a zero-voltage switching auxiliary circuit," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 658-668, Sep. 2002.
 - [23] J-L. Lin and C-H. Chang, "Small-signal modeling and control of ZVT-PWM boost converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 2-10, Jan. 2003.
 - [24] N. Jain, P. K. Jain, and G. Joos, "A zero voltage transition boost converter employing a soft switching auxiliary circuit with reduced conduction losses," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 1, pp. 130-139, Jan. 2004.

- [25] H. Bodur, and A. F. Bakan, "A new ZVT-ZCT-PWM DC-DC converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 3, pp. 676–684, May. 2004.
- [26] P. J. M. Menegaz, J. L. F. Vieira and D. S. L. Simonetti, "A ZVT DC-DC self resonant boost converter with improved features," *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, 2004, pp. 1631-165A Vol.2.
- [27] X. Gao, G. Moschopoulos and S. Bassan, "A New ZVT-PWM Converter with Reduced Circulating Current Losses," *INTELEC 06 - Twenty-Eighth International Telecommunications Energy Conference*, Providence, RI, 2006, pp. 1-5..
- [28] A. K. Panda and K. Aroul, "A Novel Technique to Reduce the Switching Losses in a Synchronous Buck Converter," *2006 International Conference on Power Electronic, Drives and Energy Systems*, New Delhi, 2006, pp. 1-5..
- [29] N. Lakshminarasamma and V. Ramanarayanan, "A Family of Auxiliary Switch ZVS-PWM DC–DC Converters With Coupled Inductor," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp. 2008-2017, Sept. 2007..
- [30] Y. C. Chuang and Y. L. Ke, "High-Efficiency and Low-Stress ZVT–PWM DC-to-DC Converter for Battery Charger," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 8, pp. 3030-3037, Aug. 2008.

- [31] H. Mao, O. A. Rahman, and I. Batarseh, "Zero-voltage-switching DC-DC Converters with synchronous rectifiers," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 369–378, Jan. 2008.
- [32] E. Adib, and H. Farzanehfard, "Family of soft-switching PWM converters with current sharing in switches, " in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 4, pp. 979–985, Apr. 2009
- [33] S. Pattnaik, A. K. Panda and K. Mahapatra, "Efficiency Improvement of Synchronous Buck Converter by Passive Auxiliary Circuit," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 6, pp. 2511-2517, Nov.-Dec. 2010.
- [34] Y. W. Kim, J. H. Kim, K. Y. Choi, B. S. Suh and R. Y. Kim, "A Novel Soft-Switched Auxiliary Resonant Circuit of a PFC ZVT-PWM Boost Converter for an Integrated Multichip Power Module Fabrication," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 6, pp. 2802-2809, Nov.-Dec. 2013.
- [35] S. S. Lee, "Step-Down Converter With Efficient ZVS Operation With Load Variation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 591-597, Jan. 2014.
- [36] Yingqi Zhang, P. C. Sen and Yan-Fei Liu, "A novel zero voltage switched (ZVS) buck converter using coupled inductor," *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering 2001. Conference Proceedings (Cat. No.01TH8555)*, Toronto, Ont., 2001, pp. 357-362 vol.1.

- [37] W. Li and X. He, "An interleaved winding-coupled boost converter with passive lossless clamp circuits," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1499–1507, Jul. 2007.
- [38] L. Jiang, C. C. Mi, S. Li, C. Yin, and J. Li, "An improved soft-switching buck converter with coupled inductor," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 4885–4891, Nov. 2013.
- [39] W. Li, X. Xiang, C. Li, W. Li, and X. He, "Interleaved high step-up ZVT converter with built-in transformer voltage doubler cell for distributed PV generation system," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 300–313, Jan. 2013.
- [40] T. Senanayake, "Novel zero-current / zero-voltage transition DC-DC converter," *2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Kitakyushu, 2013, pp. 1173-1177.
- [41] . S. Kumar, A. K. Panda and T. Ramesh, "A simple passive auxiliary circuit for reduction of losses and efficiency enhancement of synchronous buck converter," *2013 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, Mumbai, 2013, pp. 1-6.
- [42] X. Zhang, L. Jiang, J. Deng, S. Li, and Z. Chen, "Analysis and design of a new soft-switching boost converter with a coupled inductor," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4270–4277, Aug. 2014.

- [43] Shivam and R. Dahiya, "Interleaved resonant power converters for renewable energy systems," *2015 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, New Delhi, 2015, pp. 1-6.
- [44] H. L. Do, "Zero-Voltage-Switching Synchronous Buck Converter With a Coupled Inductor," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3440-3447, Aug. 2011.
- [45] L. Jiang, C. C. Mi, S. Li, M. Zhang, X. Zhang and C. Yin, "A Novel Soft-Switching Bidirectional DC–DC Converter With Coupled Inductors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 6, pp. 2730-2740, Nov.-Dec. 2013.
- [46] J. Han, C. S. Lim, R. Y. Kim and D. S. Hyun, "Non-isolated bidirectional ZVT converter with a single resonant inductor for energy storage system," *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, 2013, pp. 5540-5545.
- [47] H. T. Yang, J. T. Liao and X. Y. Cheng, "Zero-voltage-transition auxiliary circuit with dual resonant tank for DC–DC converters with synchronous rectification," in *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 6, pp. 1157-1164, July 2013.
- [48] E. Adib, and H. Farzanehfard, "Zero-Voltage Transition PWM Converters with Synchronous Rectifier," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 1, pp. 105-110, Jan. 2010.

- [49] H. L. Do, "Nonisolated Bidirectional Zero-Voltage-Switching DC-DC Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp. 2563-2569, Sep. 2011.
- [50] J. K. Eom, J. G. Kim, J. H. Kim, S. T. Oh, Y. C. Jung, and C. Y. Won, "Analysis of a novel soft switching bidirectional DC-DC converter," *Journal of Power Electronronics*, vol. 12, no. 6, pp. 859-868, Nov. 2012.
- [51] P. Das, S. A. Mousavi, and G. Moschopoulos, "Analysis and design of a nonisolated bidirectional ZVS-PWM DC-DC converter with coupled inductors," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 10, pp. 2630-2641, Ocp. 2010.
- [52] M. R. Mohammadi and H. Farzanehfard, "New Family of Zero-Voltage-Transition PWM Bidirectional Converters With Coupled Inductors," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 912-919, Feb. 2012.
- [53] M. R. Mohammadi and H. Farzanehfard, "New Family of Zero-Voltage-Transition PWM Bidirectional Converters With Coupled Inductors," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 912-919, Feb. 2012.
- [54] M. R. Mohammadi and H. Farzanehfard, "Analysis of Diode Reverse Recovery Effect on the Improvement of Soft-Switching Range in Zero-Voltage-Transition Bidirectional Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1471-1479, March 2015.
- [55] M. R. Mohammadi and H. Farzanehfard, "A New Family of Zero-Voltage-Transition Nonisolated Bidirectional Converters With Simple Auxiliary

- Circuit," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 3, pp. 1519-1527, March 2016.
- [56] J. H. Park, and B. H. Cho, "The zero voltage switching (ZVS) critical conduction mode (CRM) buck converter with tapped-inductor," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 762–774, Jul. 2005.
- [57] A. Vazquez, A. Rodriguez, K. Martin, M. Arias and M. M. Hernando, "Inductor optimization for multiphase interleaved synchronous bidirectional Boost converter working in discontinuous conduction mode with zero voltage switching," *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, 2013, pp. 4977-4984.
- [58] C. A. Ramos-Paja, G. Petrone and G. Spagnuolo, "DCM operation of interleaved DC/DC converters for PV applications," *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Novi Sad, 2012, pp. LS8c.1-1-LS8c.1-6.
- [59] D. H. Kim, G. Y. Choe and B. K. Lee, "DCM Analysis and Inductance Design Method of Interleaved Boost Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 10, pp. 4700-4711, Oct. 2013.
- [60] C. P. Ku, D. Chen, C. S. Huang, and C. Y. Liu, "A Novel SFVM-M3 Control Scheme for Interleaved CCM/DCM Boundary-Mode Boost Converter in PFC Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 8, pp. 2295-2303, Aug. 2011.

- [61] T. Konjedic, L. Korosec, M. Truntic, C. Resptrepo, M. Rodic, and M. Milanovic, "DCM-Based Zero Switching Control of a Bidirectional DC DC Converter with Variable Switching Frequency," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 4, pp. 3273 - 3288, Apr. 2016.
- [62] J. G. Cho, J. W. Baek, G. H. Rim, and I. Kang, "Novel zero-voltage-transition PWM multiphase converters, " in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 1, pp. 152–159, Jan. 1998.
- [63] G. Yao, A. Chen, and X. He, "Soft switching circuit for interleaved boost converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 1, pp. 80–86, Jan. 2007.
- [64] W. Li, Y. Deng, R. Xie, J. Shi and X. He, "Interleaved ZVT Boost Converters with Winding-Coupled Inductors and Built-In LC Low Pass Output Filter Suitable for Distributed Fuel Cell Generation System," *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, FL, 2007, pp. 697-701.
- [65] Dong-Gyu Lee, Nam-Ju Park and Dong-Seok Hyun, "Soft-switching interleaved bidirectional DC-DC converter for Advanced Vehicle Applications," *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, 2008, pp. 2988-2993.
- [66] S. -Y. Tseng, Y. -H. Su, J. -Z. Shiang, C. -M. Yang, and S. -Y. Fan, "Interleaved buck-boost converter with single-capacitor turn-off snubber using coupled inductor for stunning poultry applications," *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, pp. 1964-1970, 2008.

- [67] Cheng-Tao Tsai and Chih-Lung Shen, "Interleaved soft-switching buck converter with coupled inductors," *2008 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies*, Singapore, 2008, pp. 877-882.
- [68] N. J. Park and D. S. Hyun, "IBC using a single resonant inductor for high-power applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1522–1530, May. 2009.
- [69] D. Y. Jung, Y. H. Ji, S. H. Park, Y. C. Jung, and C. Y. Won, "Interleaved soft-switching boost converter for photovoltaic power-generation system," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1137–1145, Apr. 2011.
- [70] Y. T. Chen, S. M. Shiu, and R. H. Liang, "Analysis and design of a zero-voltage-switching and zero-current-switching interleaved boost converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 161–173, Jan. 2012.
- [71] M. Esteki, E. Adib, H. Farzanehfard and S. A. Arshadi, "Auxiliary circuit for zero-voltage-transition interleaved pulse-width modulation buck converter," in *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 3, pp. 568-575, 3 9 2016.
- [72] P. L. Wong, P. Xu, B. Yang, and F. C. Lee, "Performance improvement of interleaving VRMs with coupling inductors," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 4, pp. 499–507, Jul. 2001.

- [73] F. Zheng, Y. Pei, Y. Liu, L. Wang, X. Yang and Z. Wang, "Design Coupled Inductors for Interleaved Converters Using a Three-Leg Core," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 12, pp. 4697-4705, Dec. 2008.
- [74] H. Kosai, S. McNeal, B. Jordan, J. Scofield, B. Ray and Z. Turgut, "Coupled Inductor Characterization for a High Performance Interleaved Boost Converter," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 10, pp. 4812-4815, Oct. 2009.
- [75] M. Hirakawa *et al.*, "High power DC/DC converter using extreme close-coupled inductors aimed for electric vehicles," *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA* -, Sapporo, 2010, pp. 2941-2948..
- [76] B. Su and Z. Le, "An interleaved totem-pole boost bridgeless rectifier with reduced reverse-recovery problems for power factor correction," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 6, pp. 1406–1415, Jun. 2010.
- [77] F. Yang, X. Ruan, Y. Yang, and Z. Ye, "Interleaved critical current mode boost PFC converter with coupled inductor," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp. 2404–2413, Sep. 2011.
- [78] Y. Yang, T. Li, J. Liu and H. Li, "A comprehensive analysis of coupled inductors in 4 phases interleaving bidirectional DC/DC converter," *2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Aalborg, 2012, pp. 603-607.
- [79] J. P. Lee, H. Cha, D. Shin, K. J. Lee, D. W. Yoo, and J. Y. Yoo, "Analysis and design of coupled inductors for two-phase interleaved DC-DC

- converters," *Journal of Power Electronics*, vol. 13, no. 3, pp. 339–348, May. 2013.
- [80] J. Imaoka, M. Yamamoto, K. Umetani, S. Arimura and T. Hirano, "Characteristics analysis and performance evaluation for interleaved boost converter with integrated winding coupled inductor," *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, 2013, pp. 3711-3718.
 - [81] H. Kosai, J. Scofield, S. McNeal, B. Jordan, and B. Ray, "Design and performance evaluation of a 200 °C interleaved boost converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1691–1699, Apr. 2013.
 - [82] B. C. Barry, J. G. Hayes, and M. S. Rylko, "CCM and DCM operation of the interleaved two-phase boost converter with discrete and coupled inductors," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 6551–6567, Dec. 2015.
 - [83] W. Huang, and B. Lehman, "Analysis and verification of inductor coupling effect in interleaved multiphase DC-DC converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 5004–5017, Jul. 2016.
 - [84] Y. C. Hsieh, T. C. Hsueh, and H. C. Yen, "An interleaved boost converter with zero-voltage transition," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 4, pp. 973–978, Apr. 2009.
 - [85] S. S. Broussev and N. T. Tchamov, "Two-Phase Self-Assisted Zero-Voltage Switching DC–DC Converter," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 60, no. 3, pp. 157-161, March 2013.

- [86] C. S. Moo, Y. J. Chen, H. L. Cheng and Y. C. Hsieh, "Twin-Buck Converter With Zero-Voltage Transition," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 6, pp. 2366-2371, June 2011.
- [87] Y. C. Hsieh, M. R. Chen and H. L. Cheng, "An Interleaved Flyback Converter Featured With Zero-Voltage Transition," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 79-84, Jan. 2011.
- [88] E. Maali and B. Vahidi, "Double-Deck Buck-Boost Converter With Soft Switching Operation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 6, pp. 4324-4330, June 2016.
- [89] Y. C. Hsieh, M. R. Chen and H. L. Cheng, "An Interleaved Flyback Converter Featured With Zero-Voltage Transition," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 79-84, Jan. 2011.
- [90] M. Pahlevaninezhad, P. Das, J. Drobnik, P. K. Jain and A. Bakhshai, "A ZVS Interleaved Boost AC/DC Converter Used in Plug-in Electric Vehicles," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3513-3529, Aug. 2012.
- [91] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode," in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 26, no. 3, pp. 490-496, May 1990.
- [92] A. J. Mason, D. J. Tschirhart and P. K. Jain, "New ZVS Phase Shift Modulated Full-Bridge Converter Topologies With Adaptive Energy Storage

- for SOFC Application," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 332-342, Jan. 2008.
- [93] STW18NM60ND datasheet, ST, <http://www.st.com>.
- [94] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, " second editions, KAP, 2000.
- [95] N. Mohan, T. M. Underland, and W. P. Robbins, *Power electronics, converters, applications, and design*, Wiley, 2003.
- [96] J. Reinert, A. Brockmeyer and R. W. A. A. De Doncker, "Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 4, pp. 1055-1061, Jul/Aug 2001.
- [97] C. WM. T. Mclyman, *Transformer and inductor design handbook*, third edition, Marcel Dekker, 2004.
- [98] C. WM. T. Mclyman, *Magnetic core selection for transformers and inductors - a user's guide to practive and specification*, second edition, Marcel Dekker, 1997
- [99] Ferrite for switching power supplies, TDK, <http://TDK.com>

Abstract

A ZVT Soft-Switching Cell for Non-Isolated Bidirectional Dual Converter Structures to Reduce Circulating Loss

Je-Hyun Yi

Department of Electric Engineering and Computer Science

The Graduate School

Seoul National University

In recent day, as high power applications containing EV system and microgrid system get a lot of attention, the usage of the parallel converter is increased. The parallel converter can reduce the conduction loss by dividing total current and current ripple by the interleaving control method. However, by increasing the number of switch, the switching loss problem remains. To resolve this switching loss, soft-switching technique is necessary.

An auxiliary circuit for the zero-voltage transition (ZVT) operation is classified by the existence of the switch components in the auxiliary circuit. The switch devices in

the auxiliary circuit for the soft-switching operation have been used to control the current flow and achieve the soft-switching of the main switches or diodes of the converter. These components make the auxiliary current flow in the auxiliary circuit near the switching instant. However, addition of the switches and its driving circuit in the auxiliary circuit worsens the robustness and reliability of the converter. Soft-switching circuit without switch devices in the auxiliary circuit has merits in terms of robustness and reliability. However, in these converters, the increased conduction loss problem is occurred because the auxiliary circuit without switch devices does not control the current flows. These increased conduction loss worsens the overall efficiency of the converter.

In this paper, a soft-switching cell using an auxiliary coupled inductor for the dual converter structure is proposed. The proposed auxiliary circuit is required no additional switch devices to achieve soft-switching. The proposed soft-switching cell is comprised of an auxiliary coupled-inductor and DC-link capacitor. The leakage inductor current of the coupled-inductor eliminates the current flowing through the body diodes at the switching instant. Then, the switches of the proposed converter turn on with ZVS in all operating region. Moreover, the rapidly falling slope of the auxiliary current due to the coupling effect reduces magnitude of the circulating loss. Therefore, the increment of the circulating loss of the proposed converter is minimized among the soft-switching auxiliary circuit without switch devices.

As the load is reduced, the converter has extra energy for the soft-switching operation because the circulating current of the proposed converter is not reduced by

the load condition. Then, the efficiency of the proposed converter is not optimized for light-load condition because of this circulating current. Therefore, the proper frequency modulation is necessary to reduce the circulating current. By this frequency modulation method, the efficiency of the proposed converter is optimized.

The operation of the proposed converter is verified with 1-kW experimental results.

Keywords : soft-switching, zero-voltage transition(ZVT), non-isolated interleaved converter, circulating current, coupled-inductor

Student Number : 2011-20906